F. Bach (DL 2VH)

L-Messung mit Frequenzzähler

Das Wickeln von Spulen für den Hf- und Nf-Bereich stellt nicht nur den Hobby-Elektroniker immer wieder vor ernste Probleme. Schon mancher Schaltungsnachbau scheiterte an Spulen, deren Induktivitäten nicht mit den erhofften Werten übereinstimmten. Detaillierte Angaben über Spulenkörper, Kerne und Windungszahlen nützen wenig, wenn die Beschaffung der Bauteile Schwierigkeiten bereitet. Ersatzweise verwendete Spulenkörper bringen erst nach fragwürdigen Umrechnungen und mühseligem Probieren den Erfolg; eine unansehnliche Spule und eine nicht selten verschmorte Platine sind der Preis dafür. Wesentlich befriedigender verläuft eine solche Arbeit, wenn die Spule bereits vorabgeglichen eingebaut werden kann.

Es gibt bisher zu erschwinglichen Preisen nur die Möglichkeiten, zur Messung von Induktivitäten entweder eine RLC-Meßbrücke oder ein Grid-Dip-Meter einzusetzen. Bei der RLC-Meßbrücke stört die umständliche Bedienung mit vielen Knöpfen und, was viel gravierender ist, bei Spulen im µH-Bereich stellen sich bei der niedrigen Meßfrequenz schwer zu deutende Minimumanzeigen ein. Bei Verwendung eines Grid-Dip-Meters wird die unbekannte Induktivität mit einer bekannten Kapazität zu einem Schwingkreis zusammengeschaltet und anschließend die Resonanzfrequenz gesucht. Das Absuchen der Bereiche wird um so schwieriger, je öfter der Dipper auf interne Resonanzen mit Zeigerausschlägen reagiert. Von der Frequenzverschiebung durch die Kopplung der Kreise soll hier erst gar nicht gesprochen werden. In der Literatur [1] sind direkt anzeigende L-Meßgeräte beschrieben worden. Dort liegt der Gedanke zugrunde, daß sich die Resonanzfrequenz eines Schwingkreises zu tieferen Frequenzen hin verschiebt, wenn zu einer bekannten Normalinduktivität eine unbekannte in Reihe geschaltet wird. Die Frequenzverschiebung wird von einem Zähldiskriminator ausgewertet und an einem Drehspulmeßwerk zur Anzeige gebracht. Schwierigkeiten können sich beim Selbstbau durch die Beschaffung genauer Vergleichsspulen und durch relativ viele Abgleichpunkte ergeben.

Vereinfachte Messung mit Zähler

Die vorstehenden Betrachtungen führten schließlich zu der Überlegung, einen vorhandenen Frequenzzähler zur Messung von Induktivitäten heranzuziehen. Zähler, die bis 5 oder 10 MHz zählen [2], sind beim heutigen Stand der Technik bereits mit einem Minimum an Aufwand zu realisieren. Das hier beschriebene Gerät besteht im wesentlichen aus einem Oszillator, dessen Schwingkreis aus einem bekannten C und dem unbekannten L besteht. Die erzeugten Schwingungen werden vom Zähler ausgezählt und die Induktivität mit einem Nomogramm oder mit der Formel

$$f_o = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$$

bestimmt. Der dafür erforderliche Zeitaufwand ist gering, da es nur einen einzigen Meßbereich für Induktivitäten von wenigen nH bis etwa 1 H gibt. Die Genauigkeit ist dennoch durch den Zähler gegeben. Voraussetzung für einen so weit gespannten Meßbereich ist eine Oszillatorschaltung, die auch bei extremen LC-Verhältnissen noch sicher schwingt und dem Zähler eine Spannung liefert, die dieser noch mit der richtigen Frequenz in Zusammenhang bringen kann. Die Schwingfrequenz beträgt bei 1 H etwa 1,6 kHz, und bei 0,1 µH liegt sie bei 5,03 MHz.

Realisierung der Schaltung

Die Schaltung nach *Bild 1* erfüllt die gestellten Bedingungen. Der Oszillator besteht aus den Transistoren T1 und T2, wobei T1 in Basisschaltung arbeitet. Die Mitkopplung erfolgt durch das frequenzabhängige Glied C4/R2. Durch diese Maßnahme umgeht man die Aufteilung der Schwingkreiskapazität C1 für Rückkopplungszwecke. Der Kondensator C3 erhöht die Schwingfreudigkeit bei höheren Frequenzen bzw. bei kleineren Induktivitäten. Vom Kollektor des T2 wird ein Teil der erzeugten Wechselspannung abgenommen und einstellbar mit P3 der Spannungsverdopplerschaltung D1, D2, C7 zugeführt. Damit wird der Arbeitspunkt von T1 in Abhängigkeit von der Ausgangsamplitude verschoben, was die Schwingfähigkeit verbessert und zu einer Amplitudenstabilisierung führt. Über eine BNC-Buchse wird die Ausgangsspannung von ca. 2...3 V_{ss} am Sourcefolger T3 ausgekoppelt.

Der Aufbau erfolgt auf einer einseitig kaschierten Leiterplatte mit den Abmessungen 70 mm x 125 mm (*Bild 2*) unter Zuhilfenahme des Bestückungs-

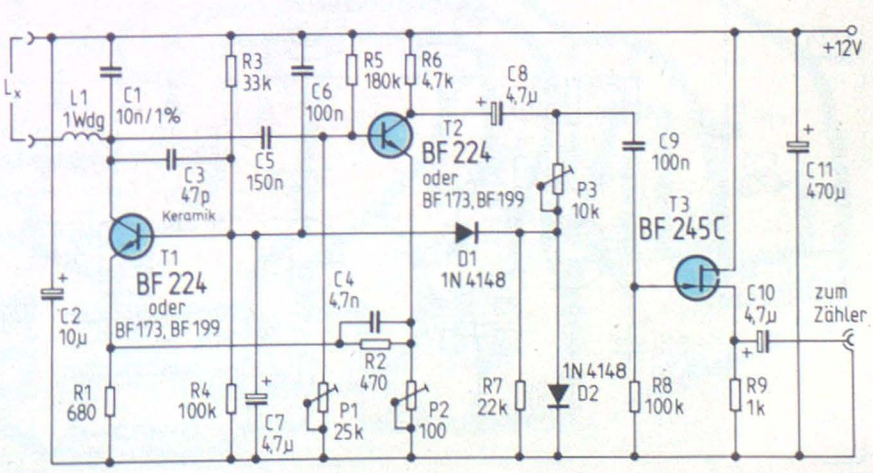


Bild 1. Schaltung des Zusatzgerätes zur L-Messung mit Hilfe eines Frequenzzählers

planes (*Bild 3*). Für die Kondensatoren eignet sich der Typ FKC 3 (Wima). Selbstverständlich sind auch andere induktionsarme Kondensatoren einsetzbar. Probleme können eigentlich nur bei der Beschaffung des C1 mit 10 nF/ 1 % auftreten. Zweckmäßiger ist es, den erforderlichen Wert aus zwei Einzelkapazitäten zusammenzusetzen, für die Parallelschaltung von zwei Werten sind Lötaugen mit unterschiedlichen Rastermaßen vorhanden.

Die fertig bestückte und kontrollierte Platine wird an den Anschlußpunkten für L_x, Zählerausgang und Betriebsspannung mit Drähten versehen, die von der Bestückungsseite her durchgesteckt und auf der Kupferseite verlötet werden. Nach dem Einbau in das Kunststoffgehäuse (*Bild 4*) können die Verbindungen zu den Buchsen hergestellt werden. Die im Schaltbild mit L1 bezeichnete Spule besteht vorläufig nur aus den kurzen direkten Verbindungen zwischen Platine und Buchse. Eine zweiadrige und möglichst auch zweifarbige Litze wird mit einem Knoten gegen Herausziehen gesichert und durch die Bohrung neben der BNC-Buchse geführt. Zwei Bananenstecker, rot für +12 V und schwarz für Masse, stellen die Verbindung zu einem externen Netzgerät her. Die bei 12 V abgeglichene Schaltung arbeitet zwischen 11 V und 14 V ohne nennenswerte Frequenzverschiebungen bei einer Stromaufnahme von 6...8 mA.

Abgleich und Inbetriebnahme

Zum Abgleich klemmt man an die Buchsen für L_x eine Spule aus einigen Windungen Schaltdraht, der absolute Wert ist dabei unkritisch. Die Trimmer P1 und P3 werden in Mittelstellung gebracht. P2 wird dann so lange gedreht, bis die Schwingung am Kollektor T2 einsetzt. Mit P1 wird die Spannung am Kollektor dann auf ca. 3 V eingestellt. Falls das nicht möglich sein sollte, kann R5 verkleinert werden. Mit P3 ist die beste Kurvenform (Sinus) einzustellen. Da sich die Einstellungen von P2 und P3 gegenseitig beeinflussen, muß die Einstellung mehrmals wiederholt werden.

Jetzt wird die Spule entfernt und durch die beiden Schaltdrähte (Bild 4) ersetzt, sie werden an den Enden zusammengebogen und für den weiteren Abgleich kurz verlötet. Sie dienen nun mit den Leiterbahnen und den Verbindungen zur Platine als Schwingkreisinduktivität. Falls der Oszillator jetzt nicht mehr schwingt, kann dies durch vorsichtiges Nachstellen an P2 und P3 behoben werden, unter Umständen kann auch eine Verlängerung der Drähte um einige Millimeter hilfreich sein.

Wenn der verwendete Kondensator C1 genau seinen Sollwert von 10 nF hat, sollte der Zähler 5,03 MHz anzei-

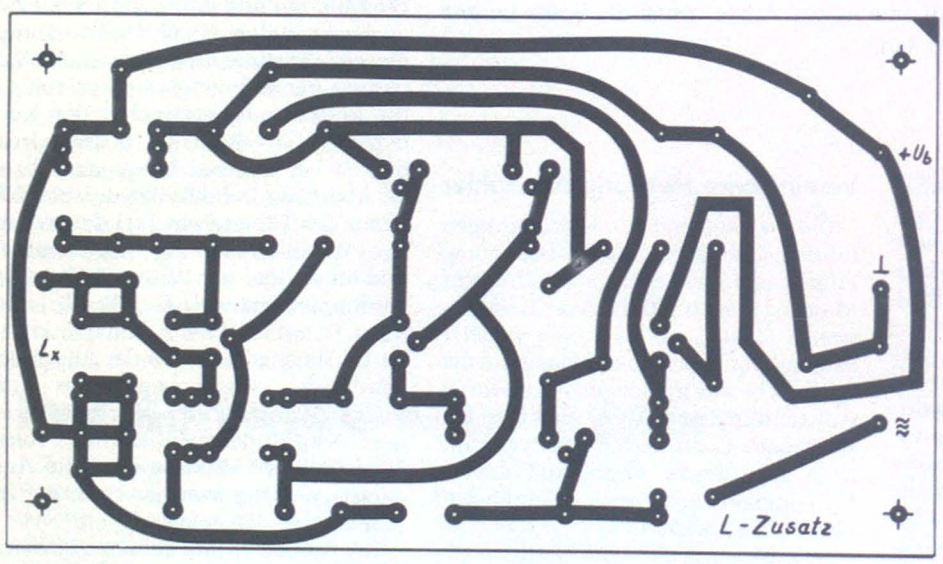


Bild 2. Die Platine (70 mm x 125 mm) geht mit der Eigeninduktivität in die Messung ein. Das vorgeschlagene Layout sichert reproduzierbare Messungen

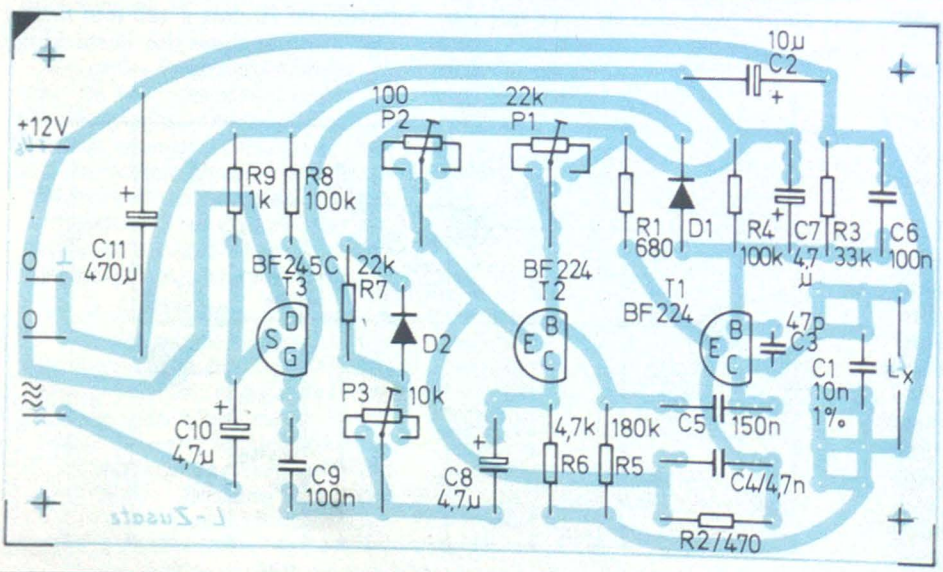


Bild 3. Bestückungsplan zu der Platine in Bild 2. Die Spule L1 ist nach den Angaben im Text einzusetzen

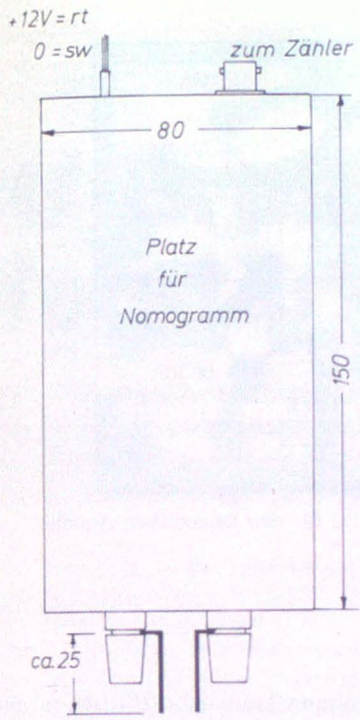
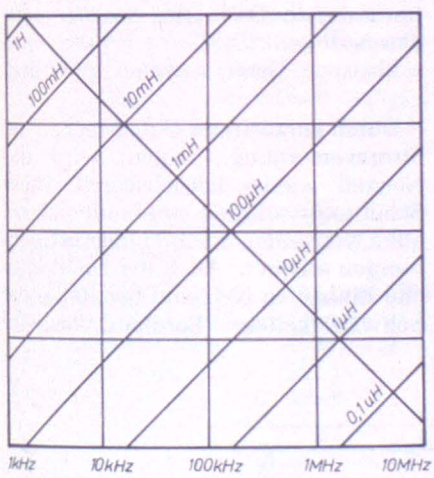


Bild 4. Zweckmäßige Gehäuseausführung



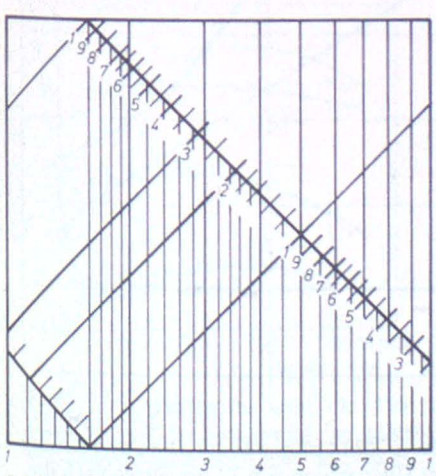


Bild 5. Nomogramm zur schnellen Ermittlung der unbekannten Induktivität

gen, was einer Eigeninduktivität des Gerätes von 0,1 µH entspricht. Dies kann in den Fällen von Bedeutung sein, wenn man keine andere Möglichkeit hat, die 10 nF genau auszumessen. Mit Spulen aus der Bastelkiste kann die Schwingfähigkeit bei verschieden großen Induktivitäten überprüft werden, dabei lassen sich gleich erste Ableseübungen mit dem Nomogramm (*Bild 5*) durchführen. Große Spulen sind an die Buchsen anzuklemmen, kleine Spulen und Filter lötet man am besten an die kurzen Drahtstummel.

Handhabung des Gerätes

Auf den Gehäusedeckel wird die Kopie des Nomogramms aufgeklebt und mit selbstklebender Klarsichtfolie überzogen. Die Handhabung ist denkbar einfach. Erscheint z. B. die Anzeige 800 kHz auf dem Zähler, dann genügt ein Blick auf das obere Diagramm, um zu erkennen, daß die unbekannte Induktivität in der Größenordnung unter 10 µH liegen muß. Im unteren Diagramm sucht man sich an der Waagrechten die 8 entsprechend für 800 kHz, senkrecht darüber erhält man auf der Diagonalen die Zahl 4. Die unbekannte Induktivität hat also 4 µH. Nach einiger Übung geht das alles sehr schnell.

Abschließend noch einige Hinweise zu den Grenzen des Gerätes. Bei Spulen mit geblechten Kernen scheitert die Messung an der hohen Meßfrequenz und den damit verbundenen hohen Verlusten. Ebenso ist bei kleinen Induktivitäten vom ermittelten L die Eigeninduktivität von 0,1 µH abzuziehen. Mit der Spule L1 kann die Eigeninduktivität auf diesen Wert gebracht werden, wenn z. B. ein flacheres Gehäuse Verwendung findet und dadurch bedingt die Zuleitungen von der Platine zu den Buchsen für L_x kürzer ausfallen. L1 hat dann ca. eine Windung, der Aufwand für diesen Abgleich lohnt aber nur, wenn für C1 ein garantiert genaues Exemplar vorhanden ist. Das beschriebene Gerät hat sich in mehreren Exemplaren bereits über einen längeren Zeitraum in der Praxis gut bewährt.

Literatur:

[1] ITT-Schaltbeispiele mit diskreten Halbleiterbauelementen, S. 178/179, Ausgabe 1972.
[2] *Kilgenstein, Siegfried:* Multifunktionszähler mit ICM7216B. FUNKSCHAU 1980, Heft 2, Seite 85.

Stichworte zum Inhalt

Spulenkörper, Induktivitätsmessung, Resonanzfrequenz, Amplitudenstabilisierung, Nomogramm.

Kapazitiver Annäherungs-Schalter

Ein einziges CMOS-IC und ein Transistor genügen für den Aufbau einer Schaltung, die ein Relais betätigt, sobald sich ein Gegenstand an eine Sensorfläche oder auch eine kleine „Antenne" annähert. *Bild 1* macht deutlich, daß dafür zwei Oszillatoren Verwendung finden, die auf rund 200 kHz schwingen. Da die Antennenkapazität mit in die erzeugte Frequenz eines Oszillators eingeht, verstimmen sich die beiden gegenseitig geringfügig, sobald sich ein Gegenstand (Hand usw.) nähert. Normalerweise sorgt das interne Übersprechen zwischen den vier Schmitt-Triggern eines CMOS-IC dafür, daß sich beide Oszillatoren im Ruhestand synchronisieren; ihre Phasengleichheit wird von einem NAND-Schmitt-Trigger überprüft.

Verstimmt sich der „Antennen-"Oszillator, so tritt eine Phasendifferenz

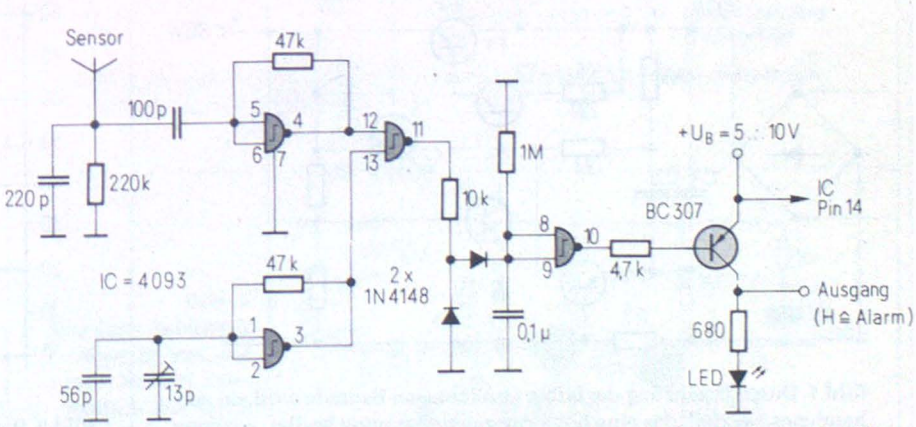


Bild 1. Schaltung des Annäherungsschalters. Mit dem Trimmer läßt sich Phasengleichheit der beiden Oszillatoren einstellen; sollte das einmal nicht möglich sein, so kann noch der 56-pF-Kondensator geändert werden

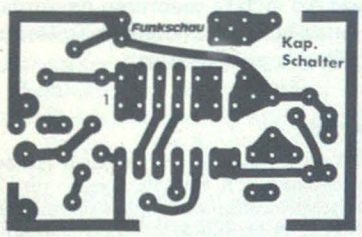


Bild 2. Platine für die Schaltung in Bild 1; sie findet in einer Streichholzschachtel Platz

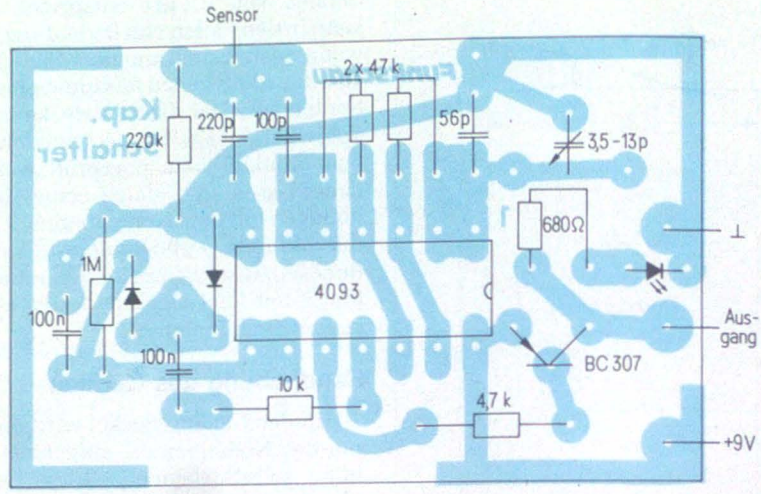


Bild 3. Bestückungsplan der Platine (M = 2 : 1) für den kapazitiven Annäherungsschalter

auf, so daß am Ausgang des NAND-Gatters eine Wechselspannung entsteht. Sie wird gleichgerichtet und schaltet über einen weiteren Schmitt-Trigger und einen Transistor das Relais.

Bild 2 gibt ein Layout für eine passende kleine Platine wieder, *Bild 3* deren Bestückungsplan. Beim Betrieb sollte man auf eine einigermaßen stabile Versorgungsspannung achten. Der Abgleich erfolgt am besten durch Messen der erzeugten Frequenz der beiden Oszillatoren (Frequenzzähler an Pin 4 bzw. 3 legen). Mit einem Oszilloskop läßt sich an Pin 11 die Phasengleichheit überprüfen. Herwig Feichtinger

Schutz für stabilisierte Netzteile

Bei Netzteilen mit höheren Ausgangsspannungen genügt die einfache Strombegrenzung meistens nicht mehr, da die zulässige Verlustleistung des Längstransistors überschritten wird. Wenn zum Beispiel bei einem Netzteil von 100 V auf 80 V stabilisiert wird und ein Strom von 2 A fließt, so muß der Transistor eine Leistung von 40 W verheizen. Im Kurzschlußfall liegen an dem Transistor jedoch 100 V · 2 A = 200 W, der Transistor würde zerstört.

Eine einfache Schutzschaltung, bestehend aus einem Spannungsteiler und einem Transistor (*Bild 1*), schaltet das Netzteil ab, sobald an T1 eine unzulässig hohe Spannung anliegt. Bei R1 = 10 kΩ und R2 = 220 Ω schaltet das Netzteil bei etwa 30 V an dem Längstransistor ab. Da hierbei der Strom gegen Null geht (*Bild 2*), wird das angeschlossene Gerät wirksam geschützt.

Durch kurzzeitiges Unterbrechen der Stromversorgung (Tasten) wird das Netzteil wieder betriebsbereit. Diese Schaltungsvariation empfiehlt sich bei allen Netzteilen, die mit höheren Spannungen arbeiten. Auch der nachträgliche Einbau in Netzteile bereitet keine Schwierigkeiten. Bernhard Wasinger

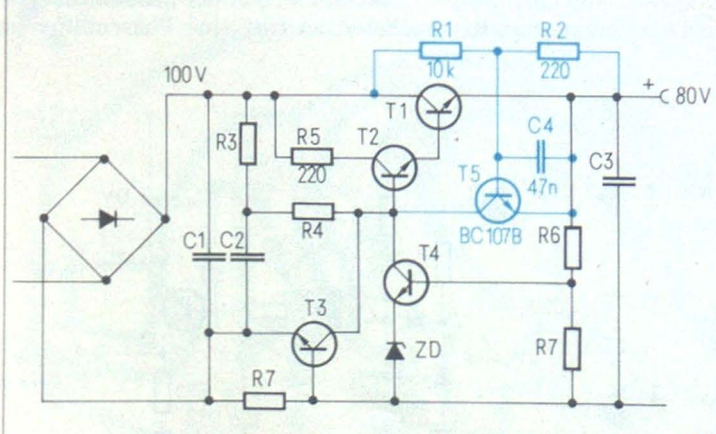


Bild 1. Durch Ergänzung der farbig gezeichneten Bauteile wird ein vorhandenes Netzteil, das eine hohe Ausgangsspannung besitzt, wirksam gegen Überlastung und Kurzschluß geschützt

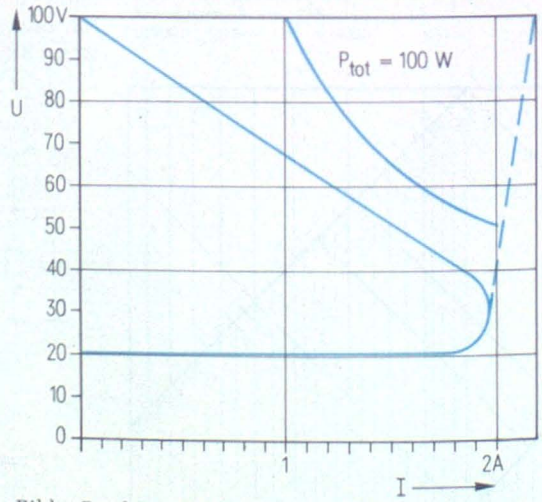


Bild 2. Bei der in Bild 1 angegebenen Dimensionierung stellt sich bei Überlastung von T1 ein Strom nach diesem Diagramm ein

H. Müller-Schlösser

Hf-Breitband-Verstärker

Viele Funkamateure benötigen für ihre 2-m-Handsprechgeräte einen Zusatzverstärker, um z. B. vom Auto aus mit einer höheren Leistung senden zu können. In der folgenden Bauanleitung wird ein Verstärker beschrieben, der durch den Einsatz eines Hf-Leistungs-ICs relativ klein und kompakt aufgebaut werden kann.

Da ein erprobtes Platinen-Layout vorliegt und außer einem IC keine aktiven Bauelemente vorhanden sind, kann dieser Verstärker durchaus auch von Funkamateuren erfolgreich nachgebaut werden, die noch nicht über große Erfahrung auf diesem Gebiet verfügen. Die wichtigsten technischen Daten des Verstärkers sind in der *Tabelle* zusammengefaßt. *Bild 1* zeigt die Ausgangsleistung bei einer Versorgungsspannung U_B von 13,5 V und unterschiedlichen Ansteuerleistungen.

Die einfache Verstärkerschaltung zeigt *Bild 2*. Der Eingang darf mit maximal 200 mW angesteuert werden, da das IC sonst überlastet und zerstört wird. Alle erforderlichen Angaben zu den Spulen sind im Schaltbild enthalten. Zur Sende/Empfangs-Umschaltung dient ein Relais. Damit beim Senden das Relais automatisch von Empfang auf Senden umschaltet, wurde eine Hf-Vox nach *Bild 3* vorgesehen. Diese Vox-Schaltung ist mit auf der Platine untergebracht [1].

Aufbau

Das vorgegebene Platinen-Layout (*Bild 4*) erleichtert den Aufbau und dient der Funktionssicherheit. Alle Bauteile, ausgenommen das IC, werden anhand des Bestückungsplanes sauber auf die Platine gelötet. Vor dem Einbau der Platine in das Gehäuse sind alle Verbindungen wie üblich zu überprüfen und eventuelle Zinnreste, die Leiterbahnen überbrücken könnten, zu entfernen. Zum Schluß wird das IC möglichst kurz mit der Platine verlötet. *Bild 5* zeigt, wie die Platine und das IC in dem Gehäuse mit den Maßen 160 mm x 48 mm x 26 mm (L x B x H) montiert werden. Das IC wird fest mit dem Gehäuseboden verschraubt, zwischen Kühlfläche des ICs und dem Boden sollte Wärmeleitpaste aufgetragen werden. Für die Zuleitung der Betriebsspannung sollte unbedingt ein Durchführungskondensator in die Gehäuse-

Technische Daten

Frequenzbereich:	144...146 MHz
max. zul. Eingangsleistung:	200 mW/50 Ω
max. Ausgangsleistung:	32 W/50 Ω
Betriebsspannung:	12...14 V
Stromaufnahme:	5,5 A

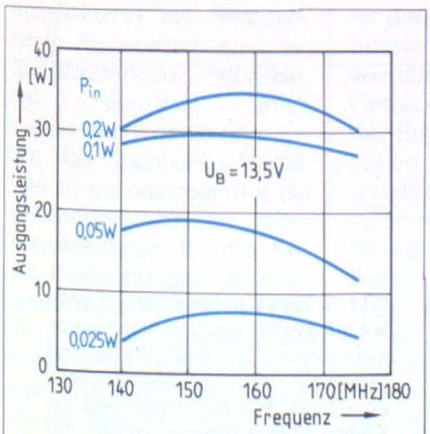


Bild 1. Das Diagramm zeigt die Ausgangsleistung der Schaltung bei einer Betriebsspannung von 13,5 V mit unterschiedlichen Ansteuerleistungen

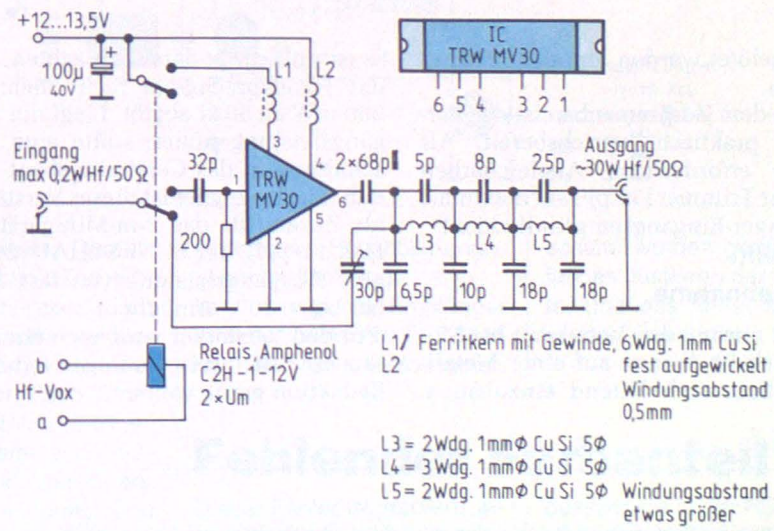


Bild 2. Gesamtschaltung des Hf-Breitbandverstärkers mit Sende-/Empfangsumschaltung durch ein Relais

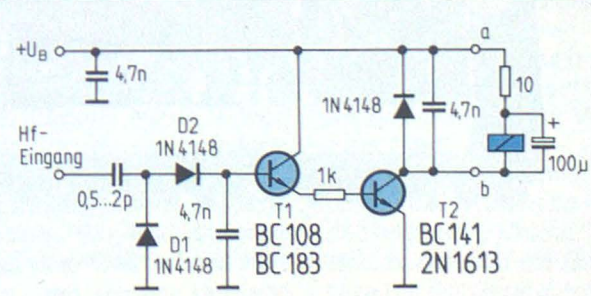


Bild 3. Bewährte Schaltung einer Hf-Vox, die beim Senden automatisch das Relais der Schaltung in Bild 2 betätigt

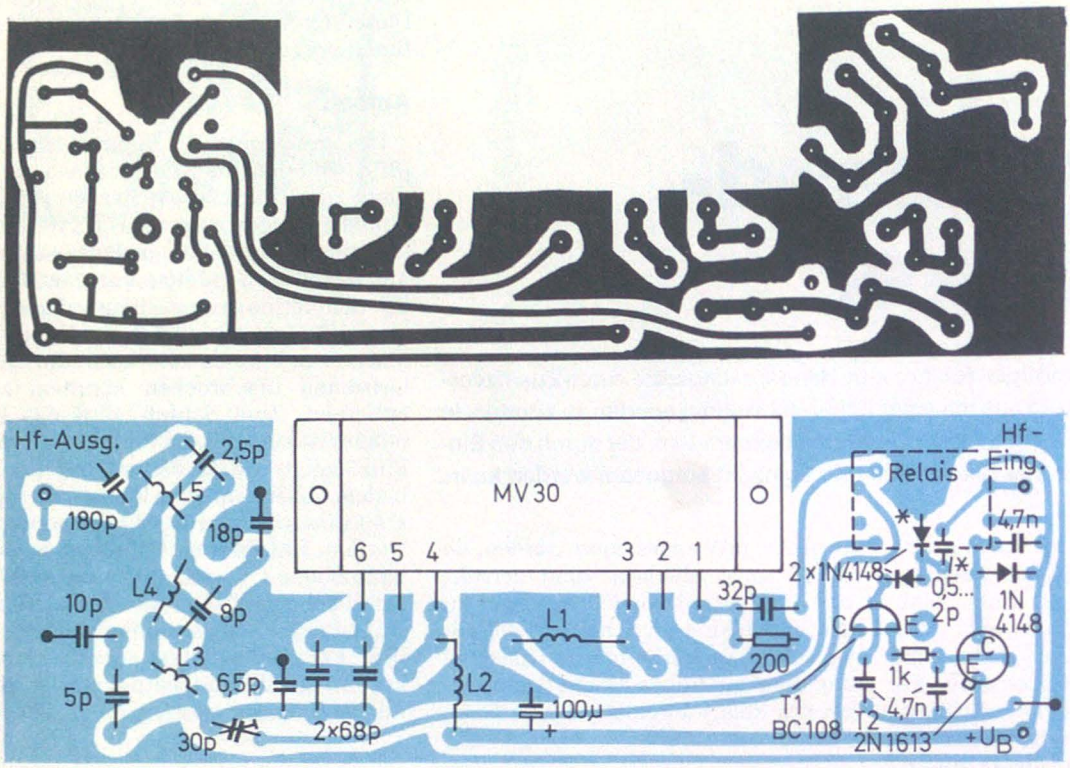


Bild 4. Erprobtes Platinen-Layout mit zugehörigem Bestückungsplan, enthält alle Bauteile einschließlich der Hf-Vox. Nur das IC MV 30 wird mit möglichst kurzen Anschlußdrähten zur Platine direkt auf dem Gehäuseboden montiert. Die mit einem Stern (*) gekennzeichneten Bauteile werden auf der Leiterbahnseite angelötet

wand gelötet werden, um die Hf abzublocken.

Nach dem Zusammenbau ist der Verstärker praktisch betriebsbereit. Als einzige erforderliche Abgleicharbeit wird der Trimmer (30 pF) auf maximale Empfänger-Eingangsempfindlichkeit eingestellt.

Inbetriebnahme

Es ist ratsam, den Verstärker bei Mobilbetrieb im Wagen auf einer Metallfläche thermisch leitend einzubauen. Es ist unbedingt darauf zu achten, daß das Handsprechgerät nicht mehr als 200 mW an 50 Ω abgibt. Liegt die Ausgangsleistung höher, sollte eine Umschaltung in das Gerät eingebaut werden. Ideal geeignet ist dieser Verstärker als Zusatz für das 2-m-Minigerät aus Heft 14/1977 der FUNKSCHAU [2], das eine Ausgangsleistung von fast 30 W bei U_B = 30 V ermöglicht.

Für den Verstärker wird auch ein Bausatz erhältlich sein. Anfragen leitet die Redaktion gerne weiter.

Literatur

[1] *Stolzenberg, Peter (DC9XD)*: UHF-Endstufe für Amateursender. FUNKSCHAU 1979, Heft 20 und 21.

[2] *Feichtinger, Herwig (DC1YB)*: 2-m-Mini (Subminiatur-Funksprechgerät). FUNKSCHAU 1977, Heft 14.

Stichworte zum Inhalt

2-m-IC-Verstärker, Hf-Vox, Mobilbetrieb.

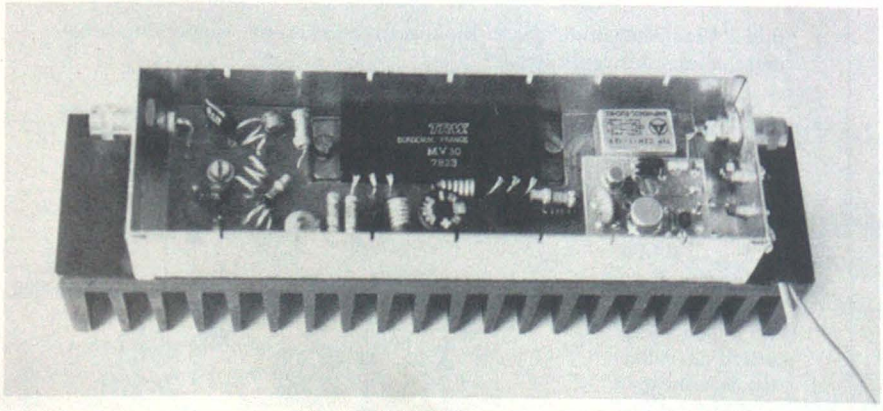


Bild 5. Fertig aufgebauter Verstärker mit großzügig dimensioniertem Kühlkörper. Für den Hf-Ein- und -Ausgang wurden BNC-Buchsen eingebaut. Für die Zuführung der Versorgungsspannung muß ein Durchführungskondensator in der Gehäusewand eingelötet werden (Aufnahme: Knoll)

beschriebene Verkürzung der Unterbrechungszeit erhöht den Strom und verlängert sogar oft die Funkenbrenndauer bei hohen Drehzahlen! Mit diesem Kunstgriff bleibt der Funken-Spitzenstrom bis ca. 400 Funken/s unvermindert hoch.

Bei niedrigen Motordrehzahlen braucht aber eine solche Zündanlage sehr viel Strom. Das kann in einem Stau und bei Stadtfahrten eine leere Batterie zur Folge haben, da der Generator dann nicht genügend Strom liefert. Es führt auch zu übermäßiger Erhitzung der Zündspule und des Vorwiderstandes.

Die hier vorgestellte Zündanlage beseitigt diesen Nachteil. Für den Stromanstieg in der Induktivität sind nur ca. 3,3 ms notwendig. Während der ganzen übrigen Schließzeit des Unterbrechers fließt in den üblichen Anlagen der höchste Strom völlig unnötig. Diese Anlage hält die Schließzeit bei allen Drehzahlen auf dem günstigen Wert.

Bild 2 zeigt den Stromverbrauch einiger Zündanlagen bei verschiedenen Motordrehzahlen.Die einzige Aufgabe einer Zündanlage besteht darin, kräftige, heiße Zündfunken mit möglichst hohem Zündstrom zu erzeugen, gleichmäßig in allen Drehbereichen. In *Bild 3* ist zu sehen, wie die jeweilige Anlage diese Aufgabe erfüllt. In *Bild 4* ist die Brenndauer der Funken von Bild 3 aufgetragen. Sowohl für diese, als auch für alle weiteren hier gezeigten Kurven und Oszillogramme wurde bei den Messungen anstelle von Zündkerzen eine Freiluft-Funkenstrecke von 7 mm Länge mit einer zusätzlichen Parallelkapazität von 40 pF und einem Parallelwiderstand von 5 MΩ benutzt. Der Funkenüberschlag erfolgt dabei bei ca. 20 kV.

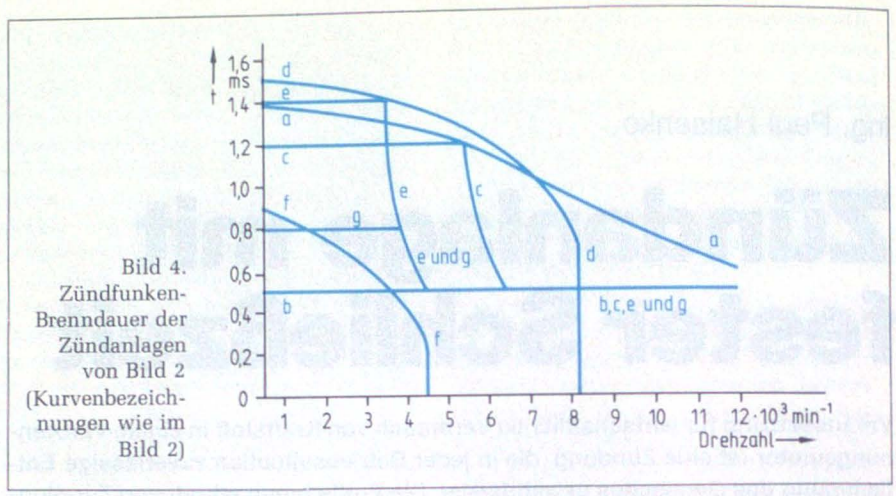


Bild 4. Zündfunken-Brenndauer der Zündanlagen von Bild 2 (Kurvenbezeichnungen wie im Bild 2)

Realisierung der Forderungen

Bild 5 zeigt die Schaltung der Zündanlage. Sie muß den kommenden Zündpunkt im voraus erkennen und den Stromfluß etwa 3,3 ms (oder eine andere, fest eingestellte Zeit) vorher einschalten. Die Ermittlung erfolgt aus dem Intervall der beiden gerade vorausgegangenen Unterbrechungen. Der Unterschied im zeitlichen Abstand der direkt aufeinanderfolgenden Zündungen ist – auch bei Beschleunigung oder Abbremsung – so gering, daß er vernachlässigt werden kann.

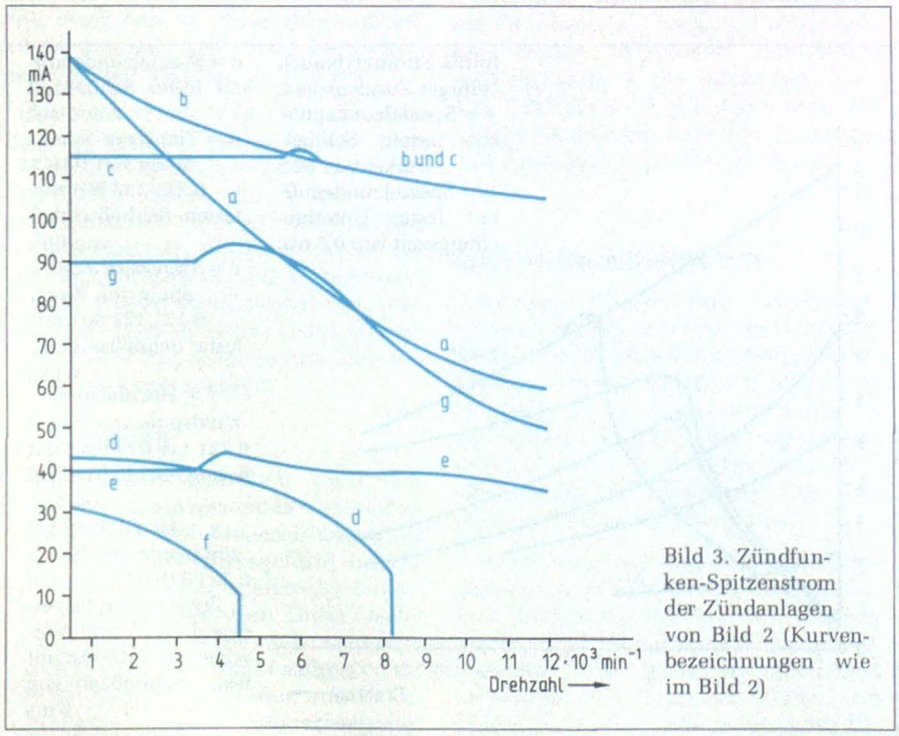


Bild 3. Zündfunken-Spitzenstrom der Zündanlagen von Bild 2 (Kurvenbezeichnungen wie im Bild 2)

Positive Impulse vom Unterbrecher an Klemme K2 oder negative Impulse an Klemme K1 (die insbesondere auch für direkten Anschluß des kontaktlosen Unterbrechers AS16 von Anger geeignet ist) erzeugen am Ausgang vom Komparator 1 positive Rechteckimpulse definierter Dauer, die von C3 und R10 bestimmt wird. Mit den angegebenen Werten beträgt sie ca. 0,5 ms. Eventuelle Unterbrecher-Kontaktprellungen werden von D2 und R3 unterdrückt.

Die vordere Flanke jedes Impulses erreicht über T1, C5, R13, D11, T2, D12 als negativer Impuls den Minuseingang vom Komparator 2. Dieser sperrt daraufhin den bisher leitenden Transistor T5. T10 bekommt über R30, R31 keinen Basisstrom mehr, sperrt und ruft dadurch den Zündfunken hervor, bleibt dann bis auf weiteres im gesperrten Zustand. Bei Fehlen von Unterbrecherimpulsen (Motorstillstand) schaltet der T2 in Verbindung mit R16 und C5 den hohen Zündspulenstrom über T10 nach ca. 2 s dauerhaft ab. Das Wiedereinschalten erfolgt dann automatisch nach dem ersten Unterbrecherimpuls.

Der Kondensator C11 wird über die Konstantstromdiode I3 mit einem Konstantstrom aufgeladen, die Spannung steigt daher linear mit der Zeit an. Jeder Impuls vom Komparator 1 steuert über T1, R11, R12 den Transistor T6 durch, der dann C11 entlädt. Die Höhe der an C11 jeweils erreichten Spannung entspricht deshalb der Zeitspanne zwischen zwei aufeinander folgenden Unterbrecherimpulsen. OP1 ist ein Impedanzwandler für diese Spannung. Sein FET-Eingang benötigt praktisch keinen Strom. Die Spannung an seinem invertierenden Eingang muß infolge der starken Gegenkopplung über R23, D15 zwangsläufig der Spannung am positiven Eingang – also der Spannung an

C11 – folgen und ihr gleich sein. Diese niederohmige Quelle lädt C10 über R20 auf dieselbe Spannung auf, die am C11 erreicht wird. Wenn C11 entladen wird, behält aber C10 die vorher an C11 gelegene höchste Spannung weiter, da alle Entladewege gesperrt sind. Diese Spannung liegt am positiven Eingang von OP2. Da am anderen Eingang von OP2 dieselbe Spannung entstehen muß (wegen der Gegenkopplung über R22, R21), ist die Spannung am Ausgang von OP2 um den Spannungsabfall am R22, hervorgerufen durch den Konstantstrom von I2, niedriger. Diese, um einen definierten, konstanten Betrag niedrigere Spannung liegt als Vergleichsspannung an dem positiven Eingang vom Komparator 2, an dessen negativem Eingang direkt die Spannung von C11 über R24 ohne Spannungsabfall ankommt.

Solange die Spannung von OP2 höher ist als die Spannung an dem vorher entladenen C11, ist der Ausgang vom Komparator 2 positiv, T5 und somit auch T10 bleiben gesperrt. Wenn die linear ansteigende Spannung an C11 das Potential von OP2 erreicht, kippt Komparator 2 um. T5 wird durchgesteuert und liefert über R30, R31 einen Strom an die Basis von T10, der den Stromkreis der Zündspule schließt und die Stromflußphase einleitet.

Gleichzeitig kommt dabei über R18, C7 ein kurzer Impuls an die Basis von T4, der kurzzeitig leitend wird und C10 entlädt, der dann von OP1 bis zum nächsten Unterbrecherimpuls auf die neue Spitzenspannung von C11 aufgeladen wird, die wiederum der jetzigen Zeitspanne zwischen den Unterbrecherimpulsen entspricht und als Vergleichsspannung für den nächsten Zyklus über den Zündzeitpunkt hinaus stehen bleibt. Die beschriebenen Vorgänge sind in *Bild 6* veranschaulicht.

Zu welchem Zeitpunkt vor der Unterbrechung der Stromfluß eingeschaltet wird, bestimmt der Spannungsabfall am R22. Er wird durch den Strom von der Konstantstromdiode I2 hervorgerufen und ändert sich nicht. Da der Spannungsanstieg an C11 linear verläuft, bleibt die gegebene Schließzeit bei allen Motordrehzahlen gleich. Sie kann durch Änderung von R22 eingestellt werden.

Wenn der zeitliche Abstand der Unterbrechungen kleiner als die eingestellte Schließzeit wird (bei hohen Drehzahlen), bestimmt die Impulsdauer am Ausgang von Komparator 1 die Dauer der Unterbrechung und somit auch die Funkenbrenndauer (unabhängig vom Schließwinkel des Unterbrechers). Sie kann durch Änderung von R10 eingestellt werden. Der Strom in der Primärwicklung der Zündspule und im Zündfunken bekommt dann den im Bild 1 gezeigten Verlauf.

Bei sehr niedrigen Drehzahlen (z. B. beim Anlassen) wird C11 jeweils nach etwa 50 ms fast bis zur Batteriespannung aufgeladen. Die Spannung kann, wie auch am C10, nicht weiter ansteigen. Das Kippen vom Komparator 2 erfolgt aber einige Millisekunden vorher, und die Schließzeit dauert dann die restliche Zeit bis zur Unterbrechung, wird also um so länger, je langsamer der Starter dreht. Bei Abfall der Batteriespannung erreichen die Kondensatoren die Sättigungsspannung immer früher, und die Schließzeit verlängert sich immer mehr. Das kompensiert teilweise

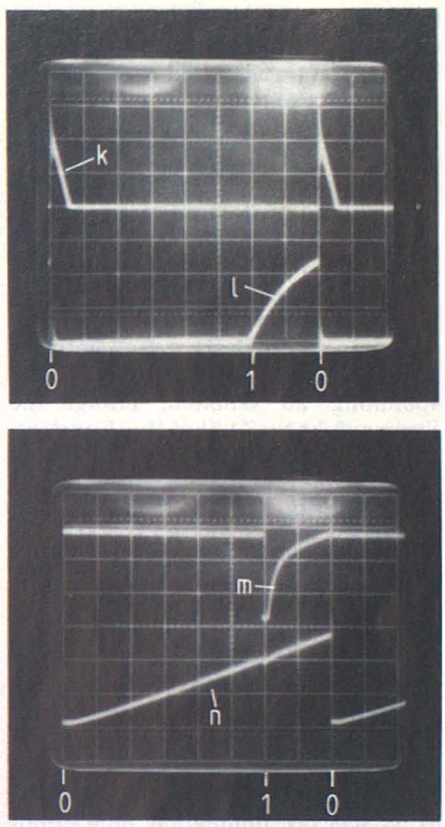
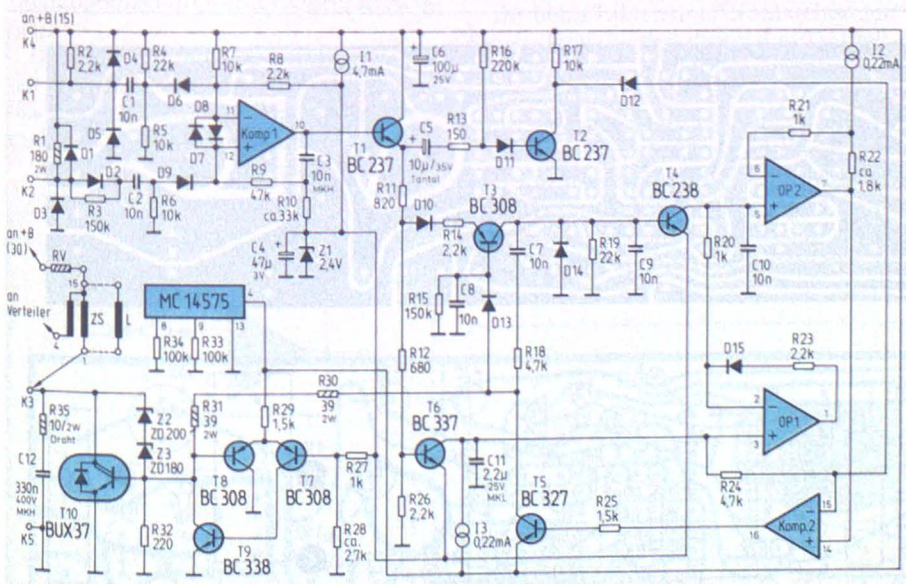


Bild 6. Betriebsverlauf der Zündanlage mit fester Schließzeit bei mittleren Drehzahlen. Zeitmaßstab: 2 ms/Teil.
0 = Unterbrechung (Zündzeitpunkt)
1 = Einschalten vom Primärstrom
k = Zündfunkenstrom, 40 mA/Teil
l = Primärstrom, 4 A/Teil
m = Spannung am C10, 1 V/Teil
n = Spannung am C11, 1 V/Teil



alle Dioden 1N4148 o.ä., alle Kondensatoren 30V Keramisch, wenn nicht anders bezeichnet; R30 + R31 auch ein Widerstand 82Ω/4W. Komp.1, Komp.2, OP1, OP2 = MC 14575.

Bild 5. Schaltung der Zündanlage mit fester Schließzeit

den Spannungsabfall und begünstigt das Anspringen.

In manchen Automodellen wird bei Anlassen ein Teil von dem Vorwiderstand RV kurgeschlossen, um den Strom in der Zündspule zu erhöhen. In diesem Fall sorgt die Strombegrenzung mit T7, T8, T9 dafür, daß der Strom nicht eine für T10 gefährliche Höhe erreicht. Sie wird mit R28 auf ca. 8 A eingestellt (je größer der Widerstandswert von R28, um so höher die Stromgrenze) [1].

Sollte zwischendurch aus irgendeinem Grund ein Unterbrecherimpuls ausfallen oder gestört werden, dann wird C11 nicht entladen, und die Spannung an ihm steigt höher, als es der Drehzahl entspricht. Dann speichert auch C10 diese zu hohe Spannung. In diesem Fall tritt T3 in Funktion, der bei normalem Ablauf ständig gesperrt ist und keinerlei Wirkung hat. Wenn aber ein positiver Impuls über D13 an der Basis wegbleibt, versetzt ihn der Unter-

brechungsimpuls über D10, R14 in leitenden Zustand, gelangt über ihn an die Basis von T4 und entlädt C10.

An der Zenerdiode Z1 wird eine Hilfsspannung von 2,4 V gewonnen. Sie sorgt dafür, daß die Spannungen an den Eingängen von Operationsverstärkern und Komparatoren niemals unter diesen Wert kommen, damit sie nicht ganz blockiert werden. Von dieser Hilfsspannung wird auch über R27 eine Vergleichsspannung für die Strombegrenzung an die Basis von T7 entnommen. Um die Stabilität der Vergleichsspannung zu erhöhen, erfolgt die Stromzufuhr für Z1 über eine Konstantstromdiode I1.

Anwendung

Die üblichen Spulenzündungen arbeiten mit festem Schließwinkel (normalerweise 60°, d. h. $^2/_3$ der Zeit). Die Stärke der Zündfunken fällt bei höheren Drehzahlen stark ab (Kurven a, d, f in den Bildern 2...4). Eine Zündanlage mit fester Unterbrechungszeit von ca. 0,5 ms (z. B. TZ7, Anger) gibt eine wesentliche und in den meisten Fällen ausreichende Verbesserung (Kurve b). Es ist aber fast unmöglich, eine Zündspule mit erträglicher Streuinduktivität und nicht zu hoher Eigenkapazität herzustellen, die einen Dauerbetrieb dieser Art ohne Schaden durch Überhitzung vertragen könnte. Solcher Dauerbetrieb ist nur mit einer zusätzlichen Parallelspule (z. B. LZ25A8) zu empfehlen [2]. Die zusätzliche Parallelinduktivität bewirkt auch noch eine beträchtliche Erhöhung der Funkenstärke. Der Stromverbrauch bei niedrigen Drehzahlen ist jedoch sehr hoch.

Es bereitet dagegen keine Schwierigkeiten, sehr gute Zündspulen für den Betrieb mit fester Schließzeit zu bauen, wie ihn diese Zündanlage bietet. Die Kurven a, b und c wurden mit einer solchen Spezialzündspule aufgenommen (Kurve b im Kurzbetrieb nur für die Dauer der Messungen). Die Daten sind in der *Tabelle* zusammengefaßt.

Mit dieser Spule ist der Einsatz der Zündanlage optimal (Kurve c). Die Spule kann aber auch für den üblichen (Transistor-)Betrieb mit festem Schließwinkel verwendet werden und gibt schon dabei viel stärkere Funken als jede handelsübliche Zündspule (Kurve a). Sie ist übrigens infolge der geringen Streuinduktivität und des niedrigen Widerstandes auch für Kondensator-Zündanlagen (HKZ) bestens geeignet.

Solange derartige Spulen nicht auf dem Markt sind, kann die Zündung aber mit Hilfe dieser Zündanlage auch mit vorhandenen Mitteln verbessert werden. Von den serienmäßigen Spulen hat die Transistor-Zündspule Bosch 0 221 122 001 eine passende Primärinduktivität von 3 mH. Mit dem vorgeschriebenen Vorwiderstand 0 227 900 101 (1 Ω) beträgt der gesamte Primärwiderstand 1,4 Ω. Bei einer Schließzeit von 6 ms (R22 ca. 2,7 kΩ) ergibt sich im Vergleich zu der üblichen Betriebsart mit festem Schließwinkel (Kurve d) ein niedriger Stromverbrauch bei kleinen Drehzahlen und eine deutliche Erhöhung des Zündfunkenstroms bei Drehzahlen über 4000 min^{-1} (Kurve e) ohne Überlastung der Spule. Da diese Spule eine sehr hohe Übersetzung hat (ü = 150), ist allerdings der Zündstrom recht niedrig.

Der doppelte Zündstrom wird erreicht bei Verwendung einer beliebigen handelsüblichen Zündspule (keine Transistor-Zündspule) in Kombination mit der Zusatzspule LZ9A8 (mit Vorwiderstand RZ9A8) der Firma Anger (Kurve g). Der Anschluß der Zusatzinduktivität L ist in der Schaltung im Bild 5 gestrichelt eingezeichnet. Am besten eignet sich für diesen Zweck die Zündspule DR 502 von Delco-Remy, da sie eine verhältnismäßig niedrige Streuinduktivität hat (ca. 300 µH).

Bild 7 zeigt die Leiterplatte und *Bild 8* den Bestückungsplan zum Aufbau der Schaltung. Die Leiterplatte ist so ausgelegt, daß sie in einen Kühlkörper hineinpaßt (z. B. Fischer SK 36, Seifert KL-104 o. ä.). Der Endtransistor T10 wird auf der Unterseite des Kühlkörpers isoliert befestigt und über die Befestigungsschrauben mit der Leiterplatte kontaktiert.

Tabelle: Daten einer Spezialzündspule für feste Schließzeiten

Primärinduktivität L	3 mH
Eigenwiderstand der primären Wicklung	0,1 Ω
Übertragungsverhältnis ü	80
Streuinduktivität	60 µH
Eigenkapazität	28 pF
Erforderlicher Vorwiderstand	(80 W) 0,91 Ω

Literatur

[1] *Haisenko, P.*: Basis-Emitter-Spannung von Transistoren als stromabhängige Steuerspannung. FUNKSCHAU 1971, Heft 14, Seite 447.

[2] Bessere Zündfunken. FUNKSCHAU 1978, Heft 14, Seite 647.

Stichworte zum Inhalt

Unterbrecherkontakt, Funkenlichtbogen, Zündspule, Zündfunkendauer, Schließwinkel

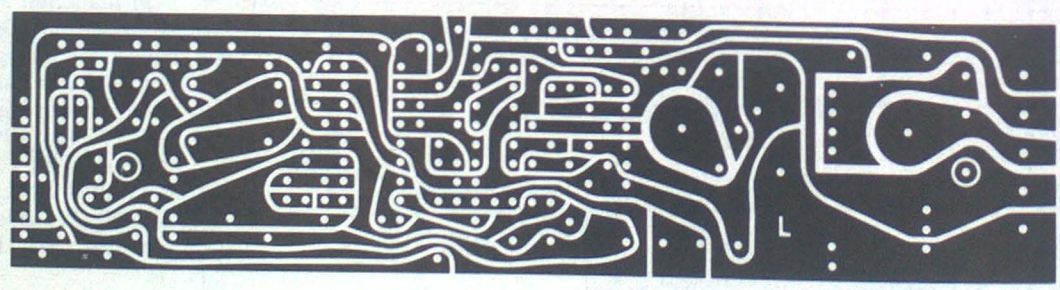


Bild 7. Leiterplatte zum Aufbau der Schaltung

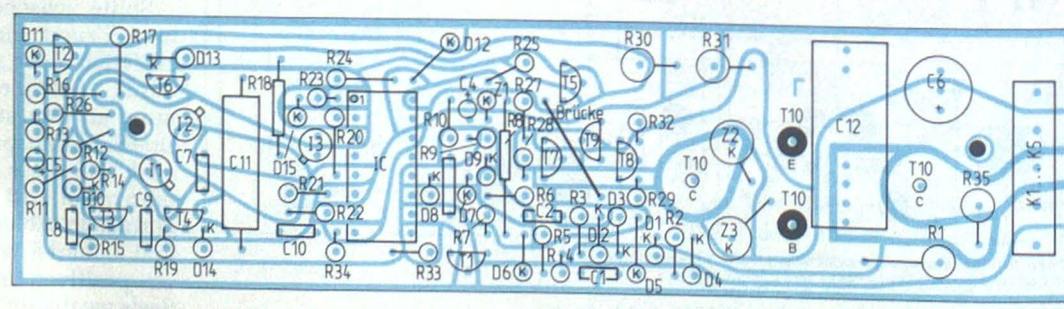


Bild 8. Bestückungsplan

Günther Pichlmaier

Steuerbarer Tiefpaß 4. Ordnung

In der Musikelektronik verwendet man Tiefpässe, um den Oberwellengehalt der erzeugten Signale zu beeinflussen. Auch bei Experimenten im Nf-Bereich (Meßaufgaben, Eimerkettenspeicher, Rauschfilter) kann ein steiler Tiefpaß gute Dienste leisten. Ein für diese Zwecke geeignetes Filter sollte einfach aufzubauen sein, genügende Steilheit haben, und die Grenzfrequenz sollte einstellbar sein. Der hier beschriebene Tiefpaß kann zusätzlich mit einer externen Spannung gesteuert werden.

Als Grundschaltung wird der bekannte Tiefpaß 2. Ordnung nach *Bild 1* verwendet. Tiefpässe höherer Ordnung werden aus einer entsprechenden Anzahl dieser Grundbausteine zusammengesetzt. Die Faktoren a_i und b_i, nach denen die einzelnen Filter dimensioniert werden, werden für die gewünschte Filtercharakteristik und Ordnung aus Tabellen entnommen [1]. Beispiele für die verschiedenen Charakteristiken zeigt *Bild 2*. Außer im Dämpfungsverhalten unterscheiden sie sich auch im Einschwingverhalten, wobei die Bessel-Charakteristik am günstigsten abschneidet. Wie man Bild 1 entnehmen kann, wird die Grenzfrequenz durch RC-Glieder bestimmt. Bei Filtern höherer Ordnung, die abstimmbar sein sollen, benötigt man also Trimmer bzw. Drehkondensatoren mit mehreren Ebenen.

Da der Gleichlauf der einzelnen Glieder sowohl bei mechanischen als auch bei elektronischen analogen Systemen meistens nicht zufriedenstellend ist, wurde für diese Schaltung das in *Bild 3* dargestellte Prinzip verwendet. Ein Analogschalter (AS) bildet zusammen mit zwei Widerständen einen steuerbaren Widerstand, wenn der AS mit einer Rechteckschwingung mit veränderbarem Tastverhältnis angesteuert wird. Bei einem idealen Schalter ergeben sich zwei Zustände: a) R_s parallel mit R_p wirksam; b) nur R_p wirksam. Der reale AS besitzt jedoch die eingezeichneten Widerstände R_{on} (Übergangswiderstand bei „Ein") und R_{off} (Isolationswiderstand bei „Aus"). Dimensioniert man jedoch R_p sehr viel größer als R_s und kleiner als R_{off}, so ergeben sich vereinfacht zwei Zustände: R_s wirksam und R_p wirksam. Die genauen Zusammenhänge sind der Formel zu entnehmen.

Die beim Takten der AS entstehenden Störspitzen werden durch den Tiefpaßcharakter der Schaltung größtenteils unterdrückt. Um eine weitere Verbesserung des Störspannungsabstandes zu erreichen, kann noch ein weiterer Tiefpaß mit fester, über dem Durchstimmbereich liegender Grenzfrequenz nachgeschaltet werden. Um eine gute Trennung zwischen Nutz- und Störsignal zu erreichen, wählt man die Taktfrequenz möglichst hoch. Bei der Schaltung in *Bild 4* liegt sie ungefähr bei 200 kHz und die Grenzfrequenz des Ausgangsfilters bei 50 kHz. Da bei getakteten Systemen Störungen auftreten, wenn die Frequenz des Eingangssignals gleich der Taktfrequenz wird, ist außerdem noch ein Eingangsfilter mit einer Grenzfrequenz von 40 kHz vorgesehen. Die oberste Grenzfrequenz des eigentlichen Tiefpasses 4. Ordnung liegt bei 20 kHz und kann über einen Bereich von 1:200 gesteuert werden. Die Kondensatoren C 4...C 7 können je nach gewünschter Filtercharakteristik aus der *Tabelle 1* abgelesen und in die Schaltung eingesetzt werden. Die Durchgangsverstärkung des Tiefpasses beträgt 1. Die Taktfrequenz wird mit Hilfe von IC 3 erzeugt. Drei Inverter dieses ICs bilden einen Dreieckgenerator mit einer Folgefrequenz von ungefähr 200 kHz, die restlichen drei Inverter bilden einen Komparator, der aus der Dreieckspannung und der addierten Steuerspannung das Rechtecksignal mit variablem Tastverhältnis formt. Die Einstellung der Grenzfre-

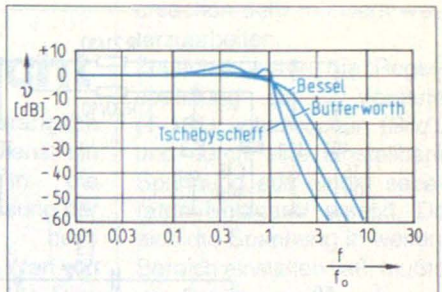
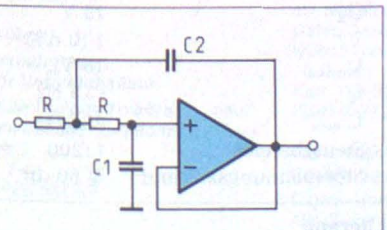


Bild 2. Beispiele für verschiedene Filtercharakteristiken

Tabelle 1. Kapazitätswerte für unterschiedliche Filtercharakteristiken

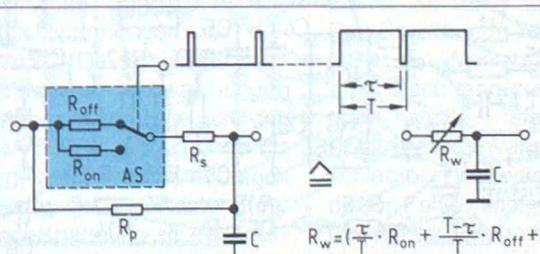
	C 4	C 5	C 6	C 7
Bessel	5,6n	4,7n	6,8n	2,7n
Butterworth	8,2n	6,8n	18n	2,7n
Tschebyscheff (1 dB)	22n	10n	56n	1n
Tschebyscheff (3 dB)	39n	8,2n	82n	680p



$$C2 = \frac{u_i}{f_G \cdot R} \qquad u_i = \frac{b_i}{\pi \cdot a_i}$$

$$C1 = \frac{v_i}{f_G \cdot R} \qquad v_i = \frac{a_i}{4\pi}$$

Bild 1. Grundschaltung für einen Tiefpaß 2. Ordnung



$$R_w = \left(\frac{\tau}{T} \cdot R_{on} + \frac{T-\tau}{T} \cdot R_{off} + R_s\right) /\!/ R_p$$

$$R_{w\,min} = (R_{on} + R_s) /\!/ R_p \approx R_s$$

$$R_{w\,max} = (R_{off} + R_s) /\!/ R_p \approx R_p$$

$$R_s \ll R_p < R_{off}$$

Bild 3. Prinzip für ein Filter nach der Schaltermethode

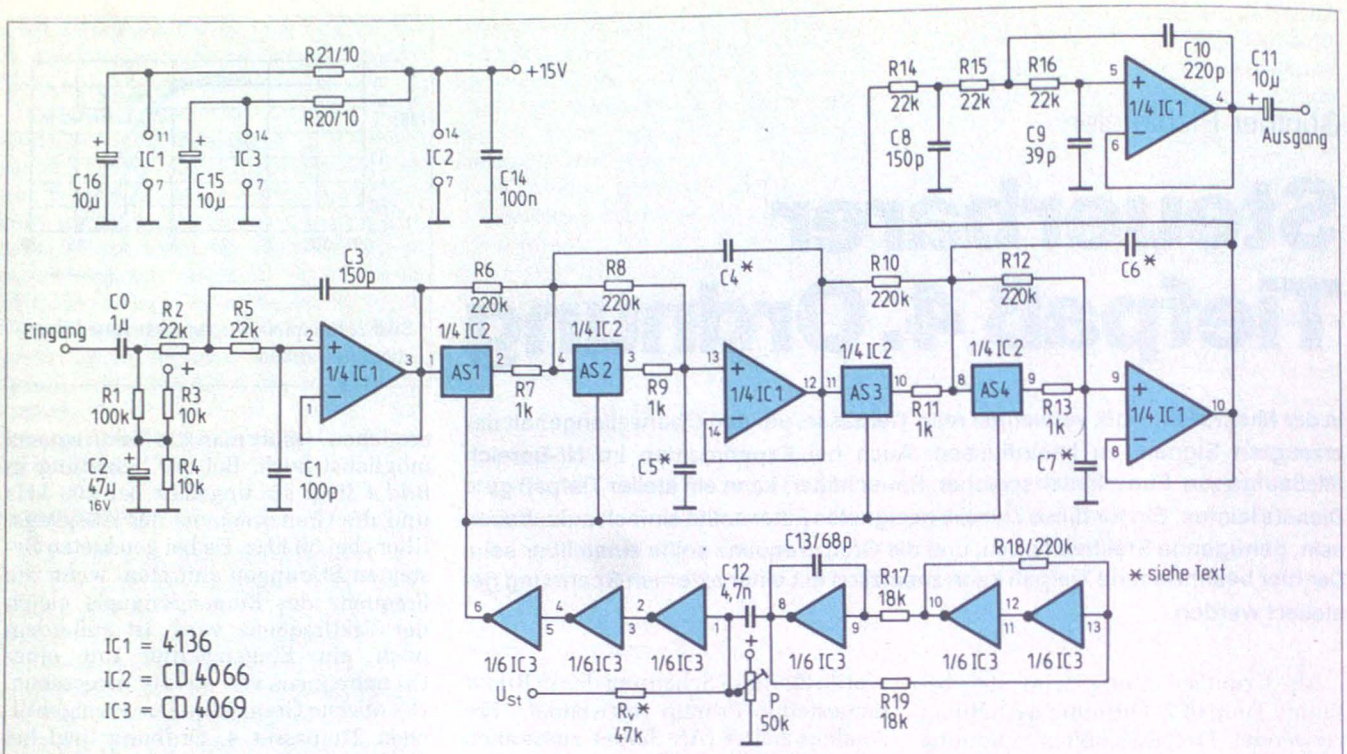


Bild 4. Gesamtschaltung für ein Tiefpaßfilter 4. Ordnung

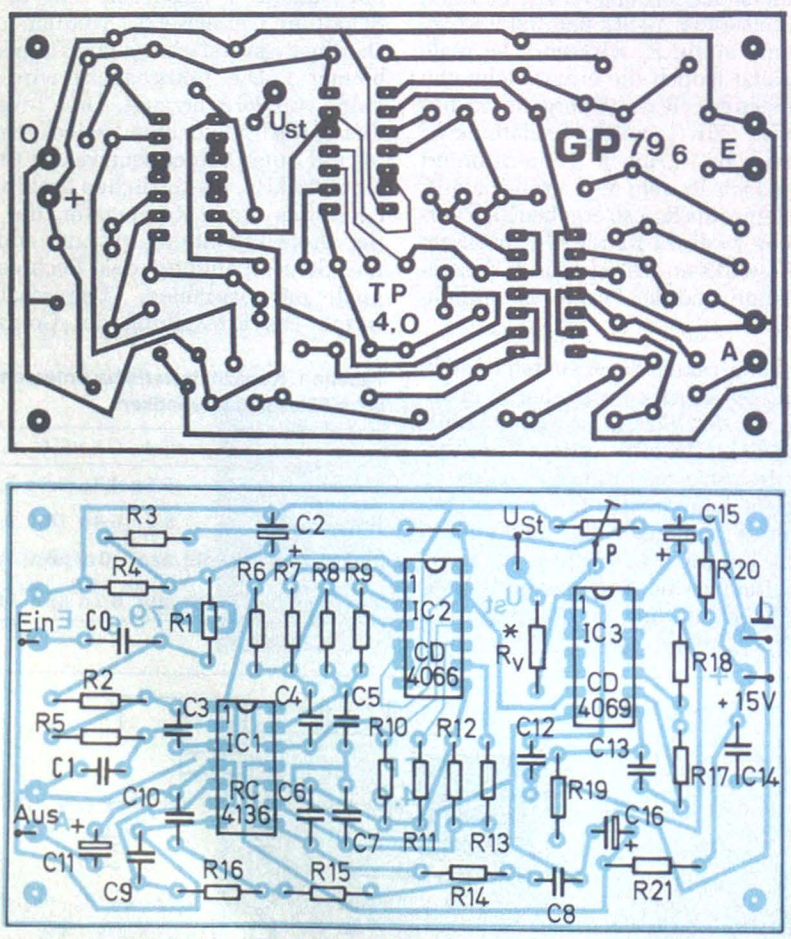


Bild 5. Platinen-Layout und Bestückungsplan für die Gesamtschaltung von Bild 4

quenz kann entweder mit dem Trimmer P erfolgen oder über eine extern zugeführte Spannung. Der Widerstand R_v ist dabei so anzupassen, daß mit der externen Quelle der gesamte Bereich gesteuert werden kann. Als Anhaltswert kann zunächst für R_v ein Widerstand von 47 kΩ eingesetzt werden.

Mit diesem VCF steht durch das Layout in *Bild 5* ein einfach aufzubauender Tiefpaß zur Verfügung, der für die unterschiedlichsten Anwendungen geeignet ist. Das verwendete Prinzip bleibt jedoch nicht auf diese Anwendung beschränkt, es läßt sich vorteilhaft überall dort einsetzen, wo ein hoher Gleichlauf einzelner Stellglieder erforderlich ist. Die technischen Daten können *Tabelle 2* entnommen werden.

Tabelle 2. Daten des Tiefpasses

U_B	15 V
V_o	1 (0 dB)
$U_{e\ max}$	13 V_{ss}
f_u	< 5 Hz
$f_{o\ max}$	20 kHz
Steuerbereich	1:200
Störspannungsabstand	≧ 60 dB

Literatur

[1] *Tietze, Schenk:* Halbleiterschaltungstechnik.
[2] National Semiconductor: CMOS Databook.

Stichworte zum Inhalt

Oberwellenfilter, Bessel-Filter, Butterworth-Filter, Tschebyscheff-Filter.

Karl-Heinz Biebersdorf

Elektronischer Spielautomat

Das Glücksspiel an Automaten übt auf viele einen ganz besonderen Reiz aus. Einerseits ist es das Spielen um Geld mit der Aussicht auf Gewinn, andererseits meinen manche Spieler, durch geschicktes Anhalten der rotierenden Walzen oder Scheiben das Spiel günstig beeinflussen zu können.

Die vorliegende Bauanleitung beschreibt einen elektronischen Spielautomaten, bei dem durch Einwurf einer Münze für eine bestimmte Zeit sechs Leuchtdioden unterschiedlich aufleuchten. Wenn nach Ablauf der Zeit alle LEDs gemeinsam leuchten, fallen die im Geldschacht befindlichen Groschen durch Betätigung eines Relais heraus. Durch einen Stopschalter kann der Spielablauf auch angehalten werden.

Schaltungsaufbau

Die Schaltung nach *Bild 1* enthält zwei integrierte Zeitgeber-Schaltungen (IC 1 und IC 5), einen Dezimalzähler (IC 3), eine Treiberschaltung (IC 4) für die Leuchtdioden sowie zwei ICs mit NAND-Gattern (IC 2 und IC 6).

Durch Betätigung des Schalters S 2 (Einwurf eines Geldstücks) wird von IC 1 ein etwa 10 Sekunden langer positiver Impuls erzeugt (einstellbar mit R 22). Die zeitbestimmenden Glieder sind C 12, R 20 und R 22. Mit dem H-Signal wird ein NAND-Gatter freigeschaltet (Pin 4, IC 2), an dessen zweitem Eingang Rechteckimpulse mit niedriger Frequenz anliegen. Das Rechtecksignal gelangt als Taktimpuls an den Dezimalzähler IC 3. Der Zähler zählt für die Dauer von 10 s dauernd von Null bis 7. Die Ausgänge A, B und C (Pins 12, 9 und 8) steuern über eine Treiberstufe (IC 4) jeweils zwei gleichfarbige Leuchtdioden. Der Ausgangsimpuls von IC 1 kann durch die Stoptaste S 1 unterbrochen werden.

Verhalten der Schaltung bei „Gewinn"

Der Ausgang des Monoflops IC 5 (Pin 3) ist L, falls nicht alle Leuchtdioden gleichzeitig leuchten (= Gewinn). Mit dem L-Signal wird der pnp-Transistor T 1 durchgeschaltet, so daß das Relais A 1 anzieht.

Wenn alle Leuchtdioden nach Ablauf der 10 s gleichzeitig aufleuchten, führen die Ausgänge A, B und C des Zählers IC 3 H-Signal. Diese H-Signale werden durch ein NAND-Gatter mit drei Eingängen (IC 6) zusammengefaßt. Der Ausgang führt dann L-Signal. Über den Transistor T 3 als Interverter wird daraus wieder ein H-Signal, das an einem weiteren NAND-Gatter (IC 2, Pin 1) anliegt. Der zweite Eingang wird von dem als Inverter geschalteten Transistor T 4 angesteuert und ist immer dann H, wenn die 10 s des Spielablaufs vorbei oder unterbrochen sind. Das L-Signal am Ausgang des NAND-Gatters gelangt über C 8 an den Steuereingang des Monoflops IC 5, das einen Ausgangsimpuls von einigen Sekunden Dauer erzeugt.

Dieser positive Impuls sperrt den Transistor T 1, so daß das Relais A 1 abfällt. Gleichzeitig wird ein astabiler Multivibrator (IC 6) in Gang gesetzt, dessen Rechteckimpulse, von T 2 verstärkt, über den Lautsprecher LS hörbar werden und den „Gewinn" anzeigen.

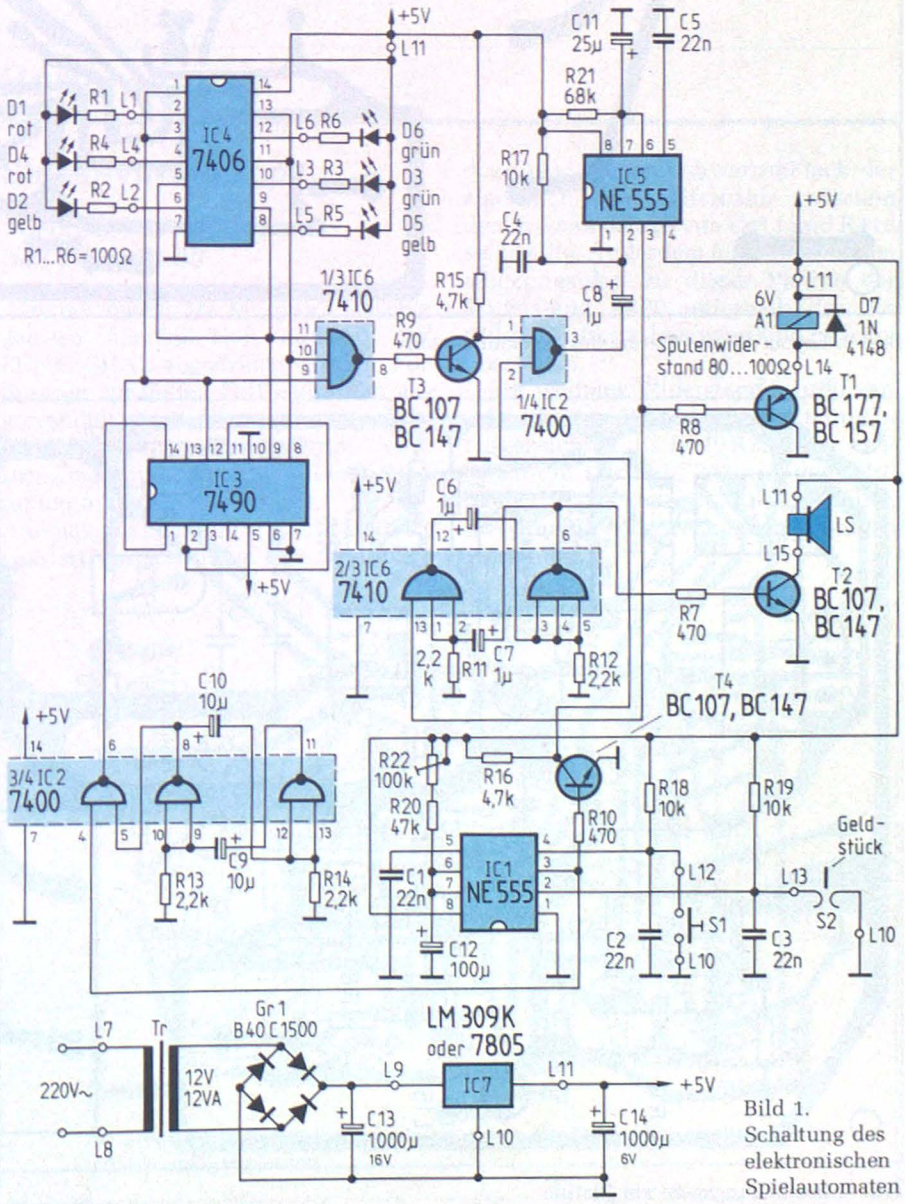


Bild 1. Schaltung des elektronischen Spielautomaten

Aufbau des Gerätes

Bild 2 zeigt den Ätzplan für die Platine des Spielautomaten und *Bild 3* den Bestückungsplan dazu. Es sind drei Drahtbrücken auf der Bestückungsseite und eine isolierte Drahtbrücke (gestrichelt gezeichnet) auf der Leiterbahnseite einzulöten. Die Widerstände R 1...R 6 werden mit kurzen Drahtanschlüssen senkrecht an die Lötstifte L 1...L 6 angelötet.

Ein Gehäuse ist in Geschäften mit Do-it-yourself-Abteilungen erhältlich. Eine Variante des Spielautomaten als Spender für einen „Doppelten" im Falle eines Gewinns wurde im FUNK-SCHAU-Labor aufgebaut (*Bild 4*). Die sechs Leuchtdioden (je zwei rote, gelbe und grüne) werden nach *Bild 5* in der Vorderfront des Gehäuses eingebaut

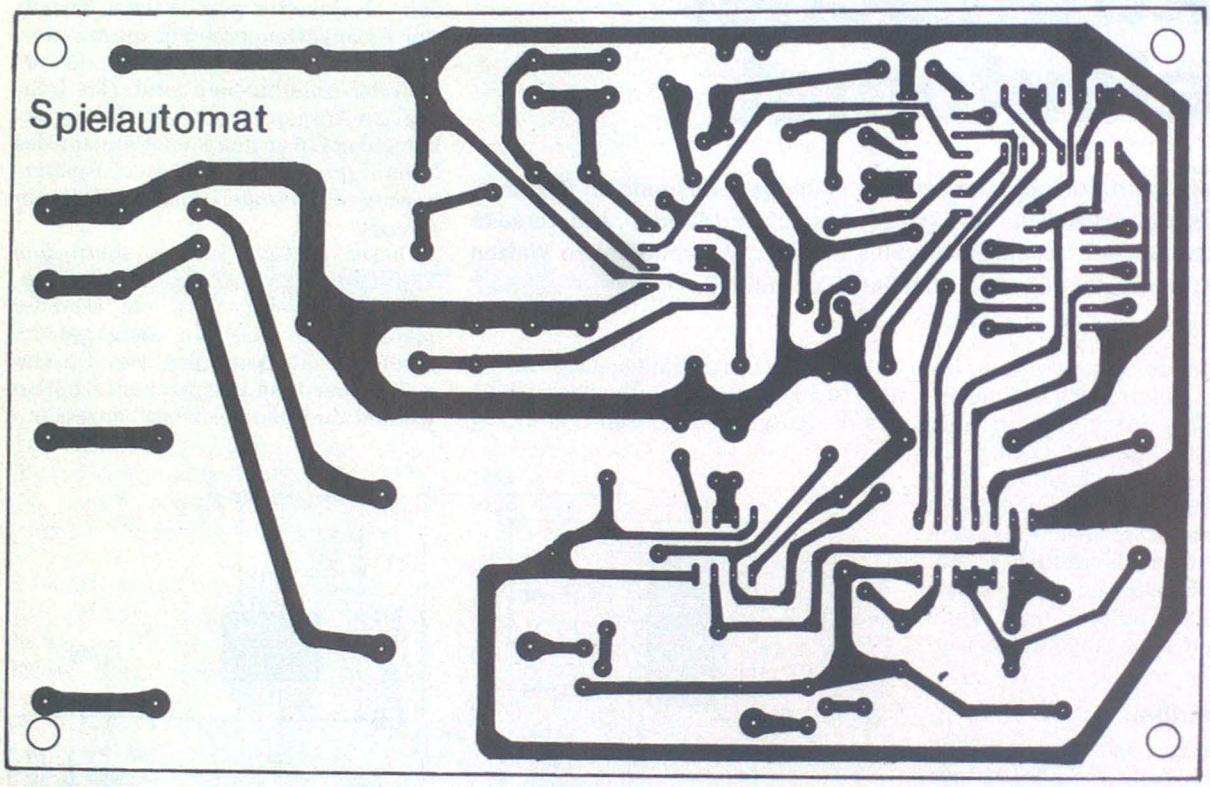


Bild 2. Layout für die Platine des Spielautomaten

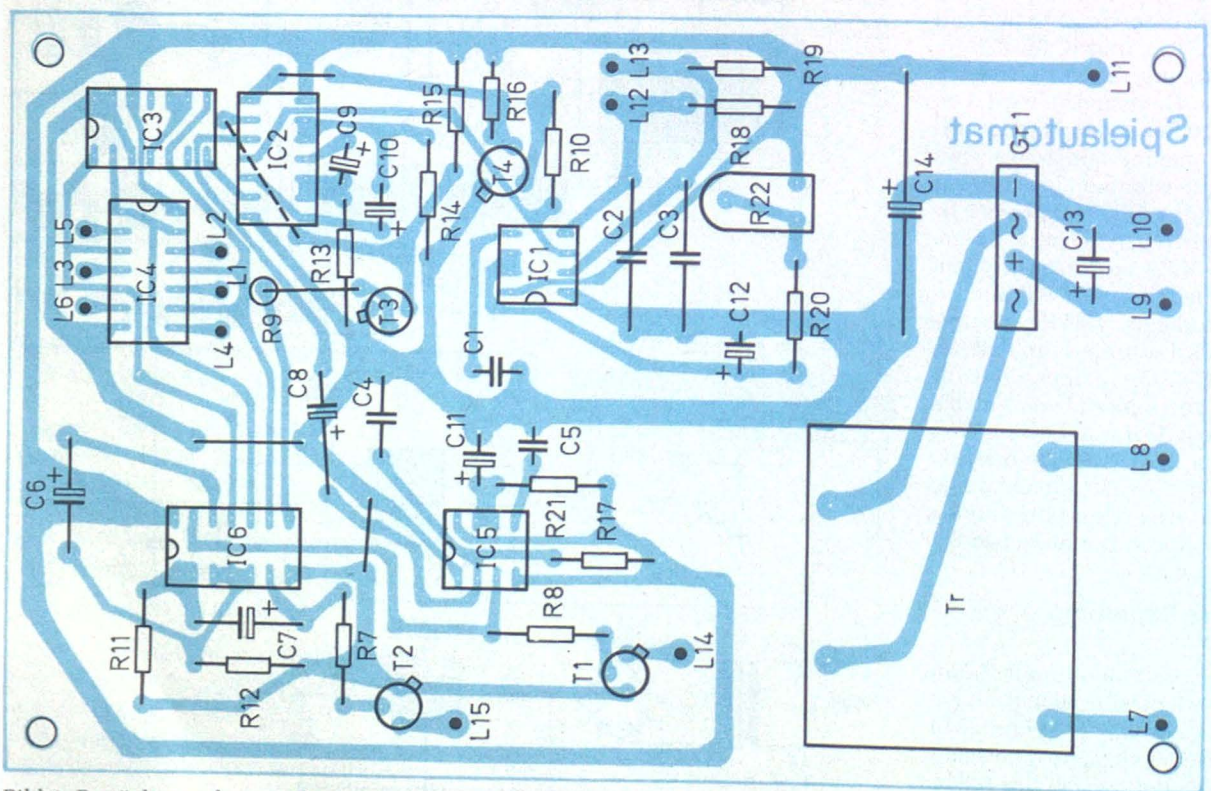


Bild 3. Bestückungsplan zur Platine

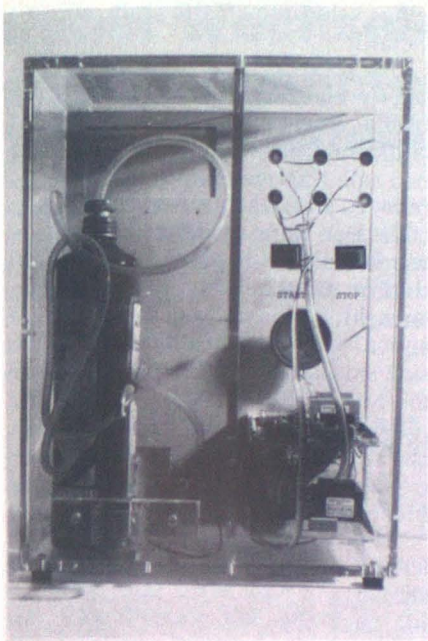


Bild 4. Mustergerät des FUNKSCHAU-Labors, das sicher manche Leser von einigen Messen her wiedererkennen

und entsprechend verdrahtet. Die Anoden werden zusammengefaßt und mit dem Lötstift L 11 verbunden (+ 5 V). Unterhalb der Leuchtdioden kann der Kleinlautsprecher angebracht werden.

Besondere Hinweise

Der Schalter S 2 wird aus dünnen Blechstreifen (z. B. aus der Lasche eines Schnellhefters) angefertigt. Das Blech muß natürlich metallisch blank sein. Für den mechanischen Aufbau der Gewinnausgabe muß einiges handwerkliches Geschick aufgebracht werden. Hier sollte jeder das Material verwenden, was er gerade zur Hand hat.

Der Kontaktsatz des Relais wurde bis auf ein Federblech entfernt. Das Ankerblech muß eventuell etwas auseinandergebogen werden, um einen ausreichenden Schaltweg zu erhalten. Das Relais ist so anzubringen, daß bei angezogenem Anker eine Platte mit der Oberkante die Münzauswurföffnung abschließt. Und nun viel Glück!

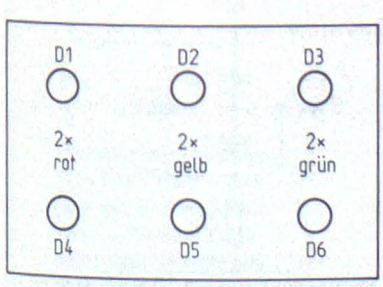


Bild 5. Anordnung der Leuchtdioden nach den drei Farben

2-m-FM-Handfunksprechgerät mit 80-Kanal-Synthesizer

Obwohl seit der Veröffentlichung der Bauanleitung dieses Handfunkgeräts bereits einige Jahre vergangen sind (Heft 18/1976; Heft 2/1977), dürfte nach wie vor Interesse an Verbesserungen diser nicht gerade problemlosen Schaltung bestehen. Folgender Fehler trat bei mehreren Nachbauten auf:

Bei ordnungsmäßigem Abgleich des Synthesizers (Regelspannung bei Kanal 20 ca. 4 V und bei Kanal 99 ca. 8 V) rastete der Empfänger-VCO erst nach kurzzeitigem Hochtasten des Senders ein. Dieses Fehlverhalten ließ sich zwar durch entsprechenden Abgleich beseitigen, führte dann aber zu Aussetzern bei extremen Temperaturen.

Bei der Untersuchung der Ursache zeigte sich, daß die Regelspannung nach dem Einschalten auf nahezu 0 V stehen blieb. Folglich schwang der VCO außerhalb des Fangbereiches der PLL. Durch einmaliges Setzen des JK-Flipflop CD 4027 beim Einschalten der Betriebsspannung ist es nun möglich, den Ausgang Q1 und damit auch die Regelspannung auf H-Level zu bringen. Dazu legt man den Setzeingang des CD 4027 (Pin 9) über einen 33-kΩ-Widerstand gegen Masse und über einen Tantalkondensator mit 6,8 µF/16V gegen $+U_B$. Der Ladevorgang dieses RC-Gliedes bewirkt das gewünschte Setzen des Flipflops und beseitigt so den oben geschilderten Fehler sicher. Schaltungstechnisch ist die Änderung leicht durch Abbiegen von Pin 9 oberhalb der Fassung und freier Verdrahtung auf der Bestückungsseite zu bewerkstelligen.

Klemens Gördes

Berichtigung

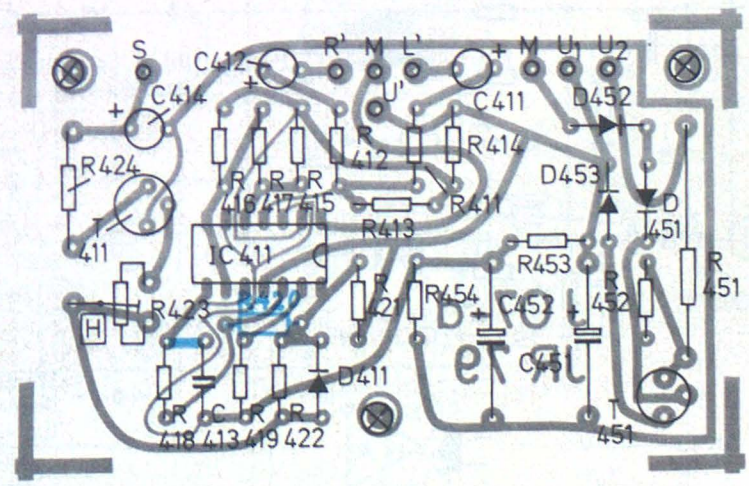
Stereo-Vektorskop

FUNKSCHAU 1980, Heft 24, Seite 95

Sicher haben Sie Murphy's Gesetze gelesen, die seit Heft 23/80 in der FUNKSCHAU abgedruckt werden. Für unseren speziellen Fall kann man abgewandelt sagen: Wenn man eine korrekte Platinenvorlage durch eine Druckmaschine laufen läßt, kommt sie hinten fehlerbehaftet heraus.

Genau das ist mit Bild 12 auf Seite 97 passiert. Zwischen den Pins 13 und 14 des IC 411 sitzt ein schwarzer Fleck, der eigentlich eine Leiterbahn zwischen dem freien Lötauge von C413 und R418 sein sollte. Außerdem fehlt auch im Bestückungsplan zu dieser Platine der Widerstand R420 unterhalb des ICs (*Bild*). Die freien Lötaugen sind nicht zu übersehen.

Ein weiterer Widerstand wurde versehentlich in Bild 9 auf Seite 95 nicht eingezeichnet. Es fehlt R233, der zwischen Pin 17 des IC 231 und dem Mittelabgriff des Potis R232 liegt. Auch hier sind die entsprechenden Lötaugen vorhanden.



Platinenausschnitt der Helligkeitssteuerung. Die farbig dargestellten Teile müssen ergänzt werden

Nachtrag zu Heft 22/1980

Frontplattenbeschriftung

Es gibt einige Methoden fototechnischer Art, um das beschriebene Verfahren zu vereinfachen:

Auf die Anschaffung des doch recht teuren Planfilms kann verzichtet werden, wenn man die Aufnahme nicht auf Agfa-ortho 25, sondern auf einem normalen Schwarzweiß-Diafilm macht. Nun hat man sofort ein Positiv, das weiterverarbeitet werden kann.

Will man auf die Qualitäten eines mit Reprofilm aufgenommenen Negatives nicht verzichten, so stellt man zuerst ein Positiv in Originalgröße auf Fotopapier (hart) her, welches im zweiten Arbeitsgang im Kontakt – wie ein Film – umkopiert wird. Dabei ist zu beachten, daß das Positiv seitenverkehrt (Film verkehrt herum einlegen) hergestellt wird. Das Positiv wird dann mit der Schichtseite nach unten auf ein unbelichtetes Fotopapier (hart) gelegt und durch das Papier hindurch belichtet. Wenn die beiden Papiere dicht aufeinanderliegen (mit Glasscheibe beschweren) so wird das nun entstandene Negativ durchaus brauchbar.

Wer trotzdem auf Filmmaterial umkopieren will, kann auch im Kontakt auf ein abgeschnittenes Filmstück des Agfa-ortho kopieren. Auch dieser Film läßt sich bei rotem Licht (nicht zu hell) verarbeiten. Hat man nur kurze Filmstücke, so verarbeitet man diesen Film in der Schale in einem Positiventwickler, der für diesen Film am geeignetsten ist.

Eine ganz andere Methode der Frontplattenherstellung im „Profistil" besteht darin, daß man ein Planfilmpositiv oder -Negativ in Originalgröße auf eine eloxierte oder geschmirgelte Platte aufzieht – man erhält eine sehr schöne (falls sauber gearbeitet) Aluminiumfrontplatte mit schwarzer Schrift bzw. eine schwarze Platte mit silberner Schrift.

Der Planfilm muß mit der Schichtseite auf die Platte geklebt werden. Probleme ergeben sich beim Aufziehen (aufkleben) des Films. Als Kleber eignen sich flüssige, glasklare Kleber, die nicht zu schnell trocknen (z.B. Technicoll). Der Kleber muß so aufgetragen werden, daß ein geschlossener Klebstoffilm zwischen Planfilm und Platte entsteht. Blasen müssen sorgfältig nach außen herausgestrichen werden. Wer sich am Glanz der Platte stört, kann sie mit Mattlack besprühen.

Dieses Verfahren ist zwar etwas teurer, da größere Planfilmstücke benötigt werden, das Ergebnis ist aber sehr zufriedenstellend.

Rainer Ochs

Schaltungskniff

CMOS-Baustein als Klangeinsteller

Nur geringen Aufwand fordert ein Vorverstärker mit Klangeinstellung mit dem CMOS-Baustein 4011. Bei der in der Schaltung (*Bild 1*) angegebenen Dimensionierung wird etwa eine 20fache Verstärkung erreicht. Die Versorgungsspannung beträgt ±5 V. Die Klangeinstellung dient gleichzeitig zur Lautstärkeeinstellung der drei Frequenzbereiche. Die Eingänge, Steuerleitungen zu den Potentiometern und die Unterseite der Platine müssen abgeschirmt sein. Nach *Bild 2* lassen sich auch mehrere Stufen parallel schalten.

Bei Aufbau als Stereo-Verstärker sind die rechten und linken Kanäle über getrennte ICs zu führen, damit Übersprechen vermieden wird. Aus demselben Grund ist auch die Versorgungsspannung der ICs sorgfältig abzublocken. *Bild 3* gibt dazu ein Beispiel.

Hans-Peter Recktenwald

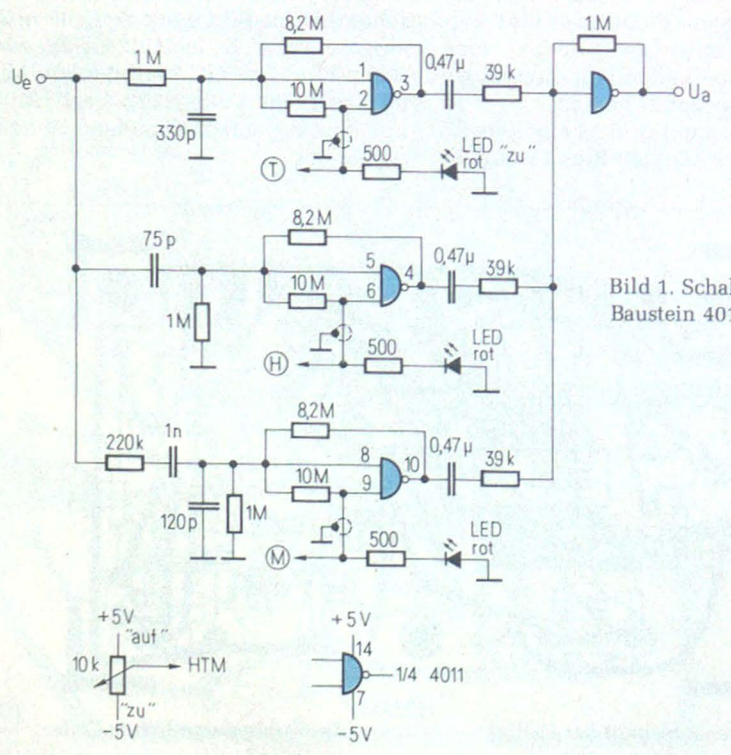


Bild 1. Schaltung zur Klangeinstellung mit dem CMOS-Baustein 4011

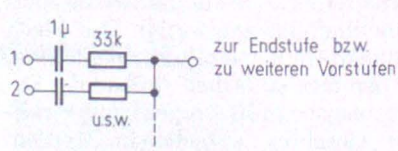


Bild 2. Mehrere Stufen lassen sich einfach zusammenfassen

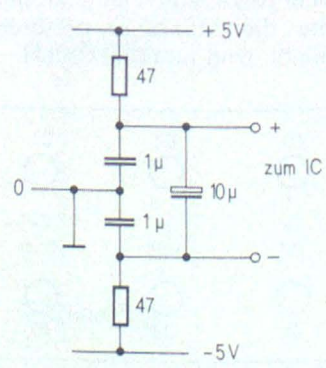


Bild 3. Werden zwei ICs für Stereo-Betrieb benötigt, so ist für jedes IC die Versorgungsspannung sorgfälig abzublocken

Jürgen Theis

Tasten-Telefon

Das Zeitalter des guten alten Telefons mit Wählscheibe geht rapide dem Ende zu. Der vorliegende Beitrag soll zeigen, was mit Hilfe der Elektronik heute an Funktionen in ein Telefon eingebaut werden kann. Es sei an dieser Stelle ausdrücklich darauf hingewiesen, daß am öffentlichen Telefonnetz nur postalisch zugelassene Geräte und Einrichtungen angeschlossen und betrieben werden dürfen. Diese Genehmigungen können beim Fernmeldetechnischen Zentralamt (FTZ) in Darmstadt auch für das hier beschriebene Telefon beantragt werden.

Die Schaltung ist vom Autor für die Verwendung in Tastwahltelefonen ohne Elektronik (wie sie verschiedentlich in Nebenstellenanlagen Verwendung finden) entwickelt worden, läßt sich jedoch mit geringfügigen Änderungen in jedes Telefon einbauen.

Der Schaltungsaufbau übernimmt gleich mehrere Funktionen und bringt zusätzlichen Bedienungskomfort:

- Tastenwahl,
- Wählscheibensimulation,
- Rufwiederholung der zuletzt gewählten Rufnummer,
- Rufnummernspeicherung für zehn Rufnummern mit je 20 Stellen,
- Kurzwahl,
- Notstromversorgung.

Das Prinzip

Im *Bild 1* ist das stark vereinfachte Blockschaltbild der automatischen Wähleinrichtung abgebildet. Die wesentlichen Teile sind Oszillator, Nummernspeicher, Wählscheibensimulator, Tastatur und Stromversorgung.

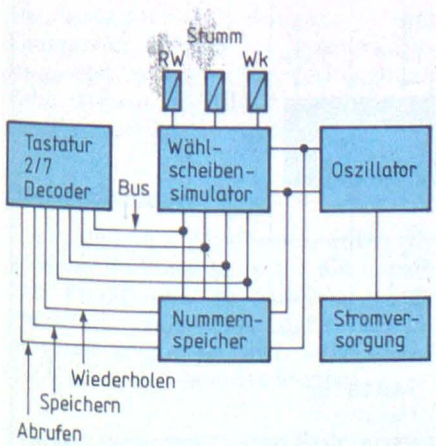


Bild 1. Stark vereinfachtes Blockschaltbild für das Tastentelefon

Auf die außerdem notwendigen Telefonteile – wie etwa der Sprechkreis, Läutwerk und Hörer – wird in diesem Beitrag nicht eingegangen. Ein elektronischer Sprechkreis wird in Heft 6 vorgestellt.

Der Oszillator

Der Oszillator liefert zwei sich nicht überlappende, gegenphasige Signale. Sie steuern den Zeitablauf eines Speicher- oder Wählvorganges.

Der Nummernspeicher

Folgende Aufgaben sind dem Nummernspeicher zugedacht: In eine der zehn möglichen Speicherstellen eine bis zu 20 Stellen lange Rufnummer fest einzuspeichern und über eine von zehn möglichen Kurzwahlnummern die dort abgespeicherte Rufnummer auszulesen und an den Wählscheibensimulator weiterzugeben.

Der Wählscheibensimulator

Dieser Simulator hat folgende Aufgaben zu erfüllen: Eine eingetastete Rufnummer mit maximal 20 Stellen soll zwischengespeichert werden. Eine zwischengespeicherte Rufnummer muß in einem vorgegebenen Zeitintervall Wählscheibenimpulse vom Wählkontakt (WK) abgeben. Weiterhin wird durch den Relaiskontakt „Stumm" eine Stummschaltung während des Wählvorganges bewirkt. Auf Wunsch kann die zuletzt gewählte Rufnummer wiederholt werden.

Die Tastatur

Bild 2 zeigt die Tastatur-Matrix. Die Codierung geschieht nach dem Prinzip von 2 aus 7. Das bedeutet in diesem Fall, daß eine von drei möglichen X-Leitungen und eine von vier möglichen Y-Leitungen beim Drücken einer Taste aktiv sein müssen. Die Leitung Y4 wird bei dieser Schaltung nicht benutzt. Neben diesen zwei Signalen wird ein drittes Signal – die Maske – benötigt. Sie initiiert den Auslesevorgang. Das heißt konkret, daß dieser Kontakt immer als letzter schließen muß.

Der 2-aus-7-Code wird mit Hilfe der CMOS-Schaltungen 4011 und 4081 in einen 4-bit-Code umgesetzt und in eine Busleitung gespeist. Diese Busleitung ist mit dem Wählscheibensimulator und dem Nummernspeicher verbunden.

Der 4-bit-Code hat folgenden Aufbau:

Ziffer	C1	C2	C3	C4
1	1	1	1	1
2	1	1	1	0
3	1	1	0	1
4	1	0	1	1
5	1	0	1	0
6	1	0	0	1
7	0	1	1	1
8	0	1	1	0
9	0	1	0	1
0	1	1	0	0

Dieses Prinzip ist in bezug auf die Tastatur sehr flexibel. So kann mit Hilfe eines anderen als hier verwendeten Decoders zum Beispiel eine Taschenrechnertastatur anstelle einer Telefontastatur Verwendung finden.

Die Stromversorgung

Die Stromversorgung mit Rückstromsperre ist in *Bild 3* dargestellt. Eine Notstromversorgung wurde vorgesehen, damit bei Stromausfall die gespeicherten Rufnummern erhalten bleiben. Als Spannungsregler kommt der Typ 7915 zur Anwendung.

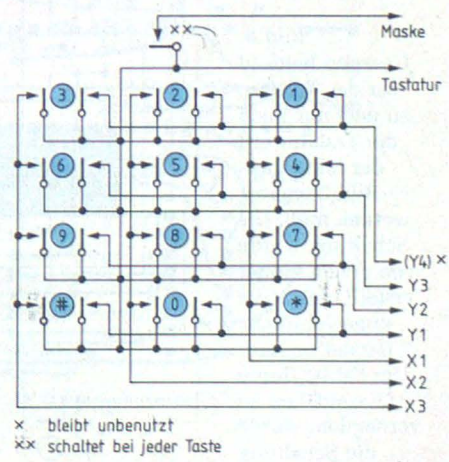


Bild 2. Matrix für die Telefontastatur. Die Maske schaltet bei jeder Taste als letzter Kontakt

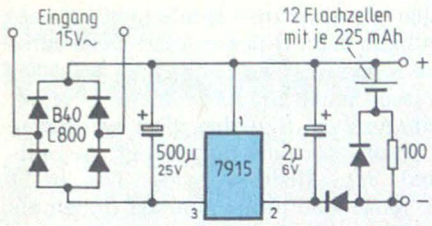


Bild 3. Netzteil zur Stromversorgung mit Rückstromsperre

Auf eine gedruckte Platine wurde bei der Stromversorgung verzichtet. Ein Einbau in das Telefon ist aus Sicherheitsgründen und wegen magnetischer Einstreuungen des Trafos in das Telefon nicht ratsam. Da die Spannung nicht ständig an allen Schaltkreisen gebraucht wird, wird sie bei aufgelegtem Hörer für die ICs 4011 und 4081 abgeschaltet. Dies geschieht mit dem Gabelumschalter GA.

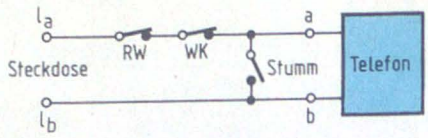


Bild 4. Kontaktanordnung für das Tastentelefon; Kontaktbezeichnungen siehe Bild 6

Die Leitungsanschaltung

Die Anordnung der erforderlichen Kontakte zeigt *Bild 4*. Der Kontakt des Stummrelais schließt den Sprechkreis während des Wählvorganges kurz. Dies ist notwendig, damit man nicht die Wählimpulse als störendes Knackgeräusch im eigenen Hörer wahrnimmt.

Mit l_a und l_b sind die Telefonleitungen bezeichnet. Der Wählkontakt WK erzeugt die Wählimpulse. *Bild 5* zeigt den zeitlichen Verlauf eines Wählvorganges an den Kontakten. Dabei wird

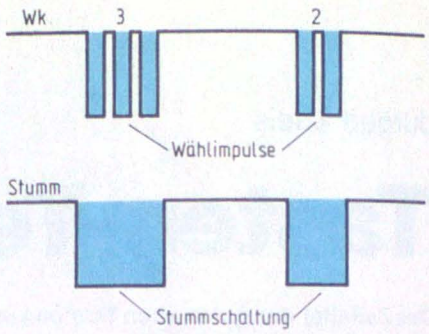


Bild 5. Zeitlicher Ablauf der Impulse am Wähl- und Stummkontakt

deutlich, daß der Sprechkreis beim Wählen in der Zeit zwischen zwei Ziffern freigegeben wird. Dadurch kann man hören, ob die Leitung noch frei oder nach der Vorwahl schon besetzt ist. Für die Rufwiederholung ist RW zuständig. Dieser Kontakt wird durch Drücken der Taste „#" aktiviert.

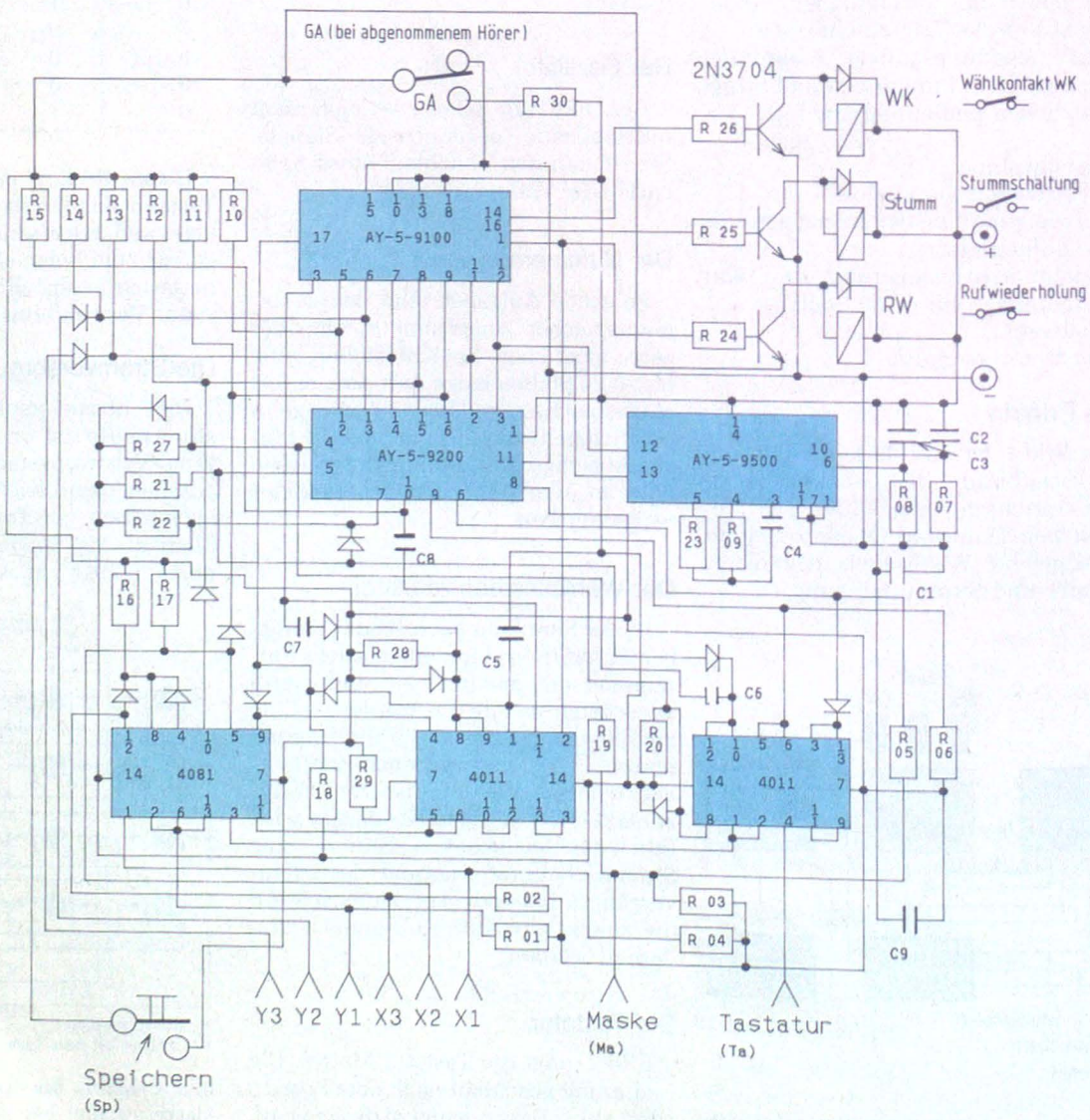


Bild 6. Gesamtschaltbild für das Telefon, zu dem nur noch die Tastatur mit der Matrix aus Bild 2 ergänzt werden muß. Die Schaltung wurde von einem Plotter erstellt, daher die ungewöhnliche Darstellungsart. Um Fehler durch Umzeichnen zu vermeiden, wurde die Schaltung fotografisch übernommen

Die Schaltung

Die Einzelheiten der Schaltung sind im *Bild 6* wiedergegeben. Die Schaltkreise AY-5-9500, AY-5-9200 und AY-5-9100 werden von General Instruments hergestellt. Die Schaltkreise 4011 und 4081 sind MOS-Schaltkreise und überall erhältlich. Wie man sieht, wird eine große Anzahl von Widerständen und Dioden eingesetzt. Die meisten Widerstände werden dabei als Abschlußwiderstände an den Eingängen der MOS-Schaltkreise benutzt. Die Dioden dienen zur Entkopplung oder Verriegelung von Signalen.

Der Schaltkreis AY-5-9100 arbeitet als Wählscheibensimulator. Er ist geschaltet für eine Wählgeschwindigkeit von zehn Impulsen pro Sekunde und Rufnummern bis 20 Stellen. Das Signal/Pausen-Verhältnis ist mit 60 zu 40 festgelegt. Nach jeder Ziffer kommt eine Pause von 0,8 s. Auf Tastendruck kann die zuletzt gewählte Rufnummer wiederholt werden. Den Eingang des Schaltkreises bilden vier Busleitungen, die mit dem Tastaturdecoder und dem Nummernspeicher verbunden sind.

Der Baustein AY-5-9200 arbeitet als Nummernspeicher und ermöglicht das Abspeichern von Rufnummern mit je 20 Ziffern sowie die Kurzwahl. Im vorliegenden Beispiel können in der Grundausrüstung mit einem Schaltkreis AY-5-9200 zehn Rufnummern gespeichert werden. Werden an die Busleitung weitere AY-5-9200 angeschlossen und mit einer entsprechenden Logik diese Speicherstellen angesprochen, so kann die Kapazität der Rufnummern in 10er Schritten erweitert werden.

Der AY-5-9500 ist der Taktgenerator für die Schaltkreise AY-5-9100 und AY-5-9200. Er liefert die erforderlichen Steuersignale.

Die Schaltkreise 4011 und 4081 sind Standard-CMOS-Schaltungen. Ihre Funktionen können als bekannt vorausgesetzt werden. Im vorliegenden Falle dienen sie als Verknüpfungsschalter und Tastaturdecoder.

Betriebsablauf

Im folgenden Abschnitt werden die genauen Bedienabläufe für die einzelnen Funktionen beschrieben. Diese Prozeduren sollten nach der Fertigstellung der Schaltung auch zum Testen der Funktionen benutzt werden.

Wählen einer beliebigen Rufnummer

Hörer abnehmen, Freizeichen abwarten.
Rufnummer in beliebiger Geschwindigkeit eintasten. Zwischen jeder Ziffer wird der Sprechkreis für 0,8 s freigegeben.

Rufzeichen oder Besetztzeichen abwarten.

Speichern einer Rufnummer

Hörer abnehmen.
Taste „Speichern" (Sp) drücken und gedrückt halten.
Eine Taste (0...9) drücken. Unter dieser Nummer wird die nun folgende Rufnummer abgespeichert.

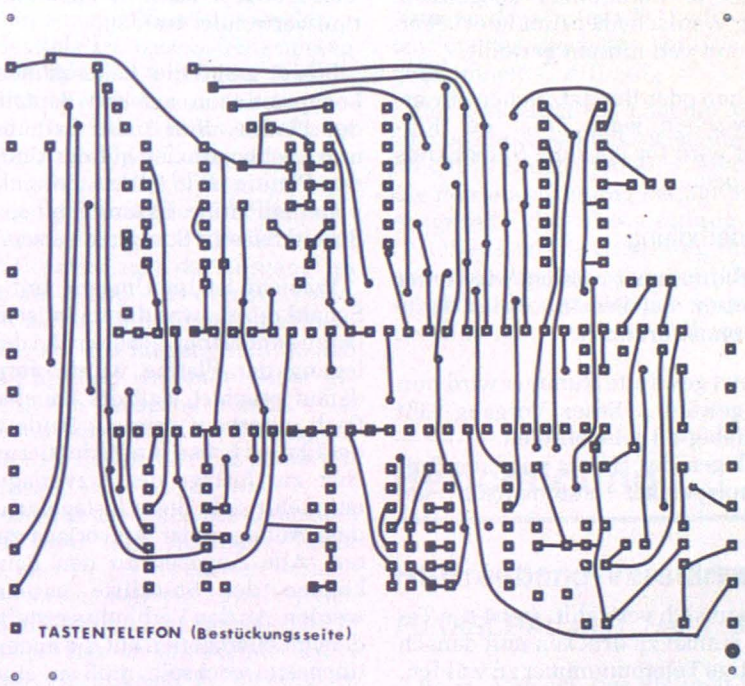


Bild 7. Leiterbahnverlauf auf der Bauteileseite der Platine

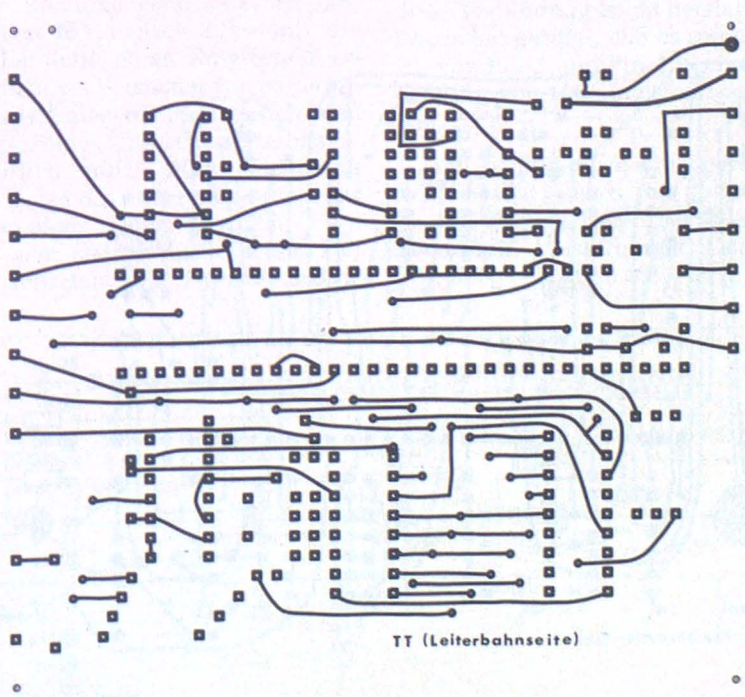


Bild 8. Leiterbahnverlauf auf der Unterseite der Platine. Zu beachten ist, daß zum Durchkontaktieren auf der Ober- und Unterseite gelötet werden muß

Rufnummer eintasten.
Taste „Speichern" loslassen.
Hörer auflegen.

Kurzwahl einer Rufnummer

Hörer abnehmen, Freizeichen abwarten.
Taste „*" drücken.
Eine Kurzwahltaste (0...9) drücken. Es wird nun die unter dieser Nummer abgespeicherte Rufnummer ausgelesen, an den Wählscheibensimulator übertragen und von diesem gewählt.

Rufzeichen oder Besetztzeichen abwarten. Zwischen jeder Ziffer der Rufnummer wird für 0,8 s der Sprechkreis freigegeben.

Rufwiederholung

Eine Rufnummer wählen, wie vorher beschrieben. Bei Besetztzeichen Taste „#" zweimal drücken.

Die zuletzt gewählte Nummer wird nun erneut gewählt. Dieser Vorgang läßt sich beliebig oft wiederholen.
Bei Auflegen des Hörers wird der Rufwiederholspeicher automatisch gelöscht.

Falschwahl

Hat man sich verwählt, so ist die Taste „#" einmal zu drücken und danach die richtige Telefonnummer zu wählen.

Praktische Hinweise

Die Stromversorgung kann mit Gleich- oder Wechselspannung vorgenommen werden. Die Ausgangsspannung der Stabilisierung beträgt 15 Volt.

Der Schalter „Speichern" ist nicht in der Tastatur enthalten. Er muß separat in das Telefongehäuse eingebaut werden. Steht ein Telefon mit Erdtaste zur Verfügung, so kann sie für diese Funktion verwendet werden.

Bild 7 zeigt die Leiterbahnen und Lochpositionen auf der Bauteileseite der Platine, *Bild 8* die Leiterbahnen und Lochpositionen auf der Unterseite der Platine, *Bild 9* den Bestückungsplan der Platine. Es empfiehlt sich, die Schaltkreise in Sockel zu setzen.

Vorsicht ist im Umgang mit MOS-Schaltkreisen, was die statistische Entladung anbelangt, geboten. Bei der Auslegung der Platine wurde vorrangig darauf geachtet, daß die Bauelemente flach eingebaut werden. Beide Seiten der Platine haben fünf Orientierungslöcher zur Justage der Ätzvorlagen. Es empfiehlt sich, diese Justagelöcher vor dem Auflegen der Ätzvorlage zu bohren. Alle Angaben zu den Bauteilen können der Stückliste entnommen werden. An den Verbindungsstellen, an denen Leiterbahnen auf die andere Platinenseite wechseln, muß auf eine gute Kontaktgabe durch die Platine hindurch geachtet werden. Beginnen sollte man mit dem Durchkontaktieren an den Verbindungspunkten, an denen es keine Anschlüsse von Komponenten gibt. Das wäre der Fall unter den Sokkeln der Schaltkreise oder unter den einzelnen Bauelementen. Diese Stellen erkennt man daran, daß alle Durchführungspunkte, an denen keine Bauelemente angeschlossen werden, mit runden Kontaktpunkten versehen sind. Alle anderen Kontaktpunkte, an denen auch Bauelemente angeschlossen werden, sind mit quadratischen Punkten versehen.

Es empfiehlt sich, für das Durchkontaktieren kurze, dünne Drähte zu verwenden. Wird an einer Stelle, an der eine Leiterbahn die Ebene wechselt, ein Bauteil angeschlossen, so muß dieses Bein des Bauelementes auf beiden Seiten der Platine verlötet werden. Es sollte nach Möglichkeit auch jeder Anschlußstift sowohl auf der Oberseite als auch auf der Unterseite verlötet werden.

In jedem Falle ist es notwendig, die verwendeten Relais und Sockel auf beiden Seiten der Platine zu verlöten. Dies geschieht am besten, indem man die Anschlußstifte und die Platinenlöcher vor dem Einlöten verzinnt. Damit ist sichergestellt, daß das anschließende Löten mit der entsprechenden Menge Zinn auf beiden Seiten der Platine eine

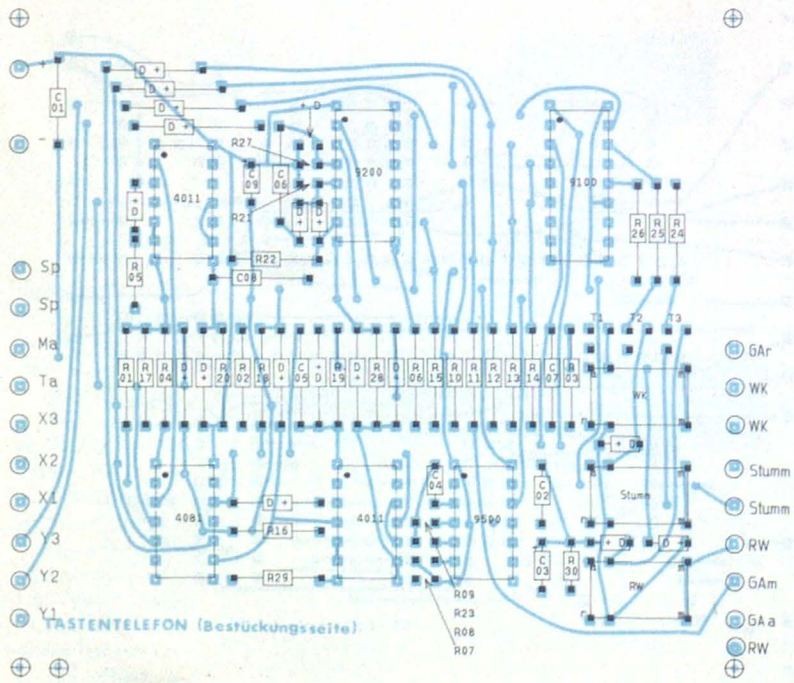


Bild 9. Bestückungsplan für die Platine. Die Bauteilewerte sind der Stückliste zu entnehmen

Stückliste

Widerstände 1/10 Watt:
1 k R29
10 k R24, R25, R26
100 k R1...R19, R21, R22
470 k R23, R27
1 M R20, R28
100 R30 1/2 W

Kondensatoren:
56 pF C4
5 nF C5
0,1 µF C2, C6, C7, C8
0,47 µF C3 Tantal
2 µF C1, C9 Tantal

Dioden:
1N 4148 18 Stück

Transistoren:
2N3704 T1, T2, T3 (Bei Verwendung anderer Typen, z. B. BC237, auf Anschlußbelegung achten.)

ICs:
4011 2 Stück
4081 1 Stück
AY-5-9100 1 Stück
AY-5-9200 1 Stück
AY-5-9500 1 Stück

gute Verbindung ergibt. Die Zusatzbezeichnungen, „m, r, a" bei den Relais stehen für Mittel-, Ruhe-, Arbeitskontakt. Werden andere als die hier vorgesehenen Relais verwendet, muß die entsprechende Stiftbelegung überprüft werden.

Das Testen erfolgt am besten nach der Anleitung, wie sie im Abschnitt „Betriebsablauf" beschrieben wurde. Durch die geringe Stromaufnahme von 7 mA im Stand-by-Betrieb ist ein gedrängter und kompakter Aufbau der Schaltung möglich. Dadurch paßt die gesamte Schaltung in das Gehäuse eines Telefons. Bei Schwierigkeiten bei der Beschaffung von Bauteilen gibt die Redaktion gern Auskunft.

Anschaltung an das Telefon

Zur Verdeutlichung der Anschaltung der Platine an die jeweilige Telefonanlage dienen die Bilder 4, 6 und 9. In Bild 4 ist das Prinzip der Leitungsanschaltung dargestellt. Die einzelnen Belegungspunkte finden Sie im Bild 9 auf der rechten Spalte wieder.

Falls im Telefon kein freier Umschalter vorhanden ist, muß für den Gabelschalter GA ein zusätzlicher Schalter, der durch die Hörergabel betätigt wird, montiert werden. Auf der linken Seite wird oben an den Anschlüssen + und – die Versorgungsspannung angeschlossen. Die Anschlüsse darunter bedeuten:

- Sp = Speichertaste
- Ma = Maske
- Ta = Tastatur
- X1, X2, X3 = X-Anschlüsse der Tastatur
- Y1, Y2, Y3 = Y-Anschlüsse der Tastatur

Die Speichertaste ist in der Tastatur nicht enthalten, sie muß nachträglich in das Telefon integriert werden. Ma ist der Maskenkontakt, der beim Drücken einer Taste den Auslesevorgang einleitet. Ta ist der Tastaturanschluß, mit dem die Taste von der Elektronik freigegeben wird. Die X- und Y-Anschlüsse sind die Matrixausgänge der Tastatur. Eine Ergänzung zu dieser Schaltung für ein vollektronisches Telefon mit einem monolithischen Telefonsprechkreis bringen wir in Heft 6.

Literatur

[1] Micro Electronics. General Instrument Deutschland GmbH, Nordendstraße 3, 8000 München 40

Stichworte zum Inhalt

Wählautomat, Rufnummerspeicher, Sprechkreis, Rufwiederholung, AY-5-9500, AY-5-9200, AY-5-9100, Kurzwahl.

Schaltungskniff

Einfaches Codeschloß

Häufig werden, um irgendwelche Geräte vor der Benutzung durch Unbefugte zu schützen (oder auch als „Spielzeug"), sogenannte geistige Verschlüsse verwendet. Dieses Codeschloß stellt sozusagen eine „Low-Cost"-Version eines solchen Verschlusses dar.

Um das Relais einzuschalten, müssen die Taster Ta 1...Ta 4 in dieser Reihenfolge betätigt werden; zum Löschen genügt ein Druck auf einen der Taster Ta 5...Ta n (Anzahl beliebig), die zur Irreführung dienen. Bei dem erstgenannten Vorgang schaltet jeweils der Ausgang des zugehörigen UND-Gatters auf logisch H, sofern auch der Ausgang des vorigen auf H liegt. Über einen Widerstand (R 2...R 5) findet dann eine Rückkopplung auf den Eingang statt, so daß das als Flip-Flop wirkende Gatter gesetzt ist. Am Ausgang von N 4 ist schließlich über einen Darlingtontransistor als Schaltstufe das Relais angeschlossen.

Nun kann es aber auch passieren, daß jemand zwar die richtigen Taster drückt, aber in der verkehrten Reihenfolge. In diesem Fall wird er auf ein Gatter treffen, dessen Vorgänger noch nicht gesetzt ist. Das entsprechende Gatter wird den Sprung auf H verweigern. Somit fließt aber ein Strom über R 1, der aufgrund des hohen Widerstandswertes einen starken Spannungsabfall verursacht. Dadurch gerät an einen Eingang von N 1 logisch L, womit die Flip-Flop-Kette einen Resetbefehl erhält und unser Versucher von vorne anfangen darf. Ebenso verhält es sich beim Betätigen eines „Täuschungstasters".

Natürlich nützt diese Sicherung nichts gegen das erneute Benutzen des Tasters eines schon gesetzten Flip-Flops; aber erstens dürfte dieser Fall kaum auftreten, und zweitens würde ein Schutz dagegen die Schaltung unnötig komplizieren. Auch kann ein gleichzeitiges Drücken mehrerer Taster Ta 1...Ta 4 (nur die!) zu Komplikationen führen; man könnte dem durch Serienschaltung von vier Germaniumdioden zu den Tastern Ta 1...Ta 4 abhelfen; meines Erachtens sind sie jedoch vollkommen überflüssig.

Der Kondensator C 1 hat die Aufgabe, ein vorschnelles Rücksetzen durch Störung und Laufzeitfehler zu vermeiden. Die Betriebsspannung beträgt hier 9 V. Aufgrund der Verwendung eines CMOS-ICs ist die Schaltung für Batteriebetrieb bestens geeignet. Ein Ausschalter für die Stromversorgung ist überflüssig.

Oliver Bartels

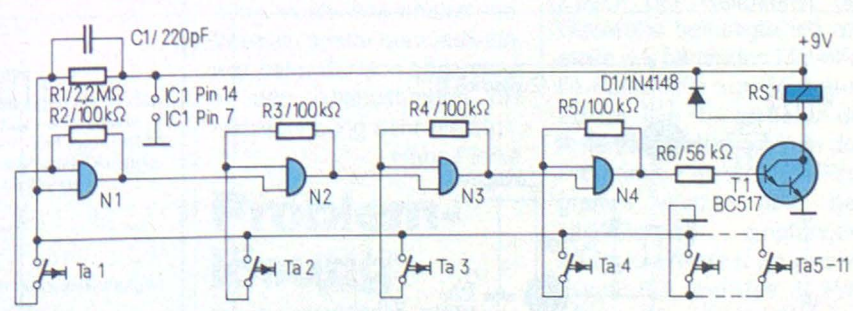
Berichtigung

Hf-Breitband-Verstärker

FUNKSCHAU 1981, Heft 1, Seite 99

Beim Abdruck des Platinen-Layouts passierte ein Mißgeschick: Es fehlt eine Verbindung von Pin 2 des Moduls nach Masse. Mit einer Drahtbrücke läßt sich diese Verbindung leicht herstellen. Die Praxis hat gezeigt, daß es zweckmäßig ist, von Pin 3 und Pin 4 je einen Kondensator von 100 nF nach Masse zu legen.

Zum Schluß noch eine gute Nachricht: Modul, Relais und (berichtigte) Platine sind zu haben bei Josef Frank Elektronik, Wasserburger Landstraße 274, 8000 München 82.



N1 ... N4 ≙ IC1/4081

Ein Codeschloß in „Low-Cost"-Version. Trotz Verwendung von nur vier Gattern dürfte das Schloß nicht leicht zu knacken sein

Zündanlage mit vergrößertem Schließwinkel

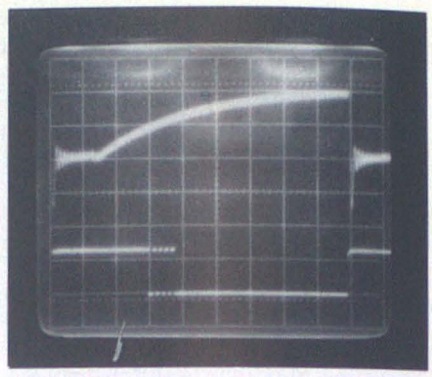


Bild 4. Oszillogramme der Zündanlage TZ4, aufgenommen unter den gleichen Bedingungen und mit gleichem Maßstab wie Bild 2

Einfache Transistorzündungen, die in wachsender Zahl von vielen Firmen angeboten werden, schützen nur die Unterbrecherkontakte vor Abbrand. Der einmal eingestellte Zündzeitpunkt und der Schließwinkel bleiben dadurch längere Zeit unverändert, und die Motorleistung verschlechtert sich nicht durch den Abbrand der Kontakte. Sonstige Verbesserungen von Zündfunken sind nicht gegeben.

Die typische Schaltung einer Transistorzündung ist in *Bild 1* gezeigt. Das Gerät folgt getreu der Funktion des Unterbrechers und überträgt auf die Zündspule den im Unterbrecher eingestellten Schließwinkel – und auch seine Kontaktprellungen. Die Oszillogramme im *Bild 2* veranschaulichen den Funktionsverlauf.

Eine interessante Neuerung bringt die Transistorzündung TZ4 (Anger, 7982 Baienfurt, Gartenstraße 14). Auf erstaunlich einfache Weise verlängert sie den Schließwinkel und macht ihn unabhängig von der Einstellung des Unterbrechers. Nebenbei werden auch die Auswirkungen der Kontaktprellungen beseitigt. *Bild 3* zeigt die Schaltung dieser Anlage.

Der Unterbrecher U bewirkt beim Öffnen nur einen kurzen Impuls über C2 an die Basis von T1. T1 und T2 sperren und rufen den Zündfunken hervor. Dabei entsteht am Kollektor von T2 eine hohe positive Spannung, die über R5 den T1 weiter im gesperrten Zustand hält, solange, wie der Zündfunke andauert. Wenn die in der Zündspule gespeicherte Energie erschöpft ist und der Funke erlischt, fällt die Spannung am Kollektor von T2 ab. T1 wird über R6 durchgesteuert, und die Schließzeit beginnt sofort nach Beendigung der Brennzeit des Funkens. Auf diese Weise wird die größtmögliche Schließzeit bei jeweiliger Funkenbrenndauer, unabhängig vom Schließwinkel des Unterbrechers, erreicht. Die Öffnungszeit ist nur so lang, wie es der Zündfunken erfordert. Die Oszillogramme in *Bild 4* zeigen den Verlauf. Die Kombination D1, R2 unterdrückt die Prellschwingungen des Unterbrecher-Kontaktes.

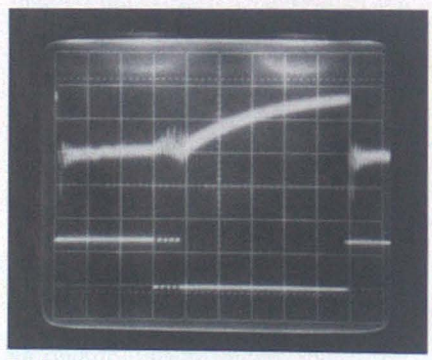


Bild 2. Oszillogramme einer Zündanlage nach Bild 1; unten: Unterbrecher mit Schließprellungen (10 V/Teil); oben: Primärstrom der Zündspule (2 A/Teil); der Zeitmaßstab beträgt jeweils 1 ms/Teil

Im praktischen Betrieb macht sich der Unterschied im Bereich der hohen Motordrehzahl bemerkbar, wo jede Verlängerung der Schließzeit sich vorteilhaft auf die Leistung und Kraftstoffverbrauch auswirkt. Allerdings könnte manche zu knapp dimensionierte Zündspule solchen forcierten Betrieb schlecht vertragen und zu heiß werden. Deshalb ist die Anlage auch für die Verwendung des induktiven Zusatzspeichers LZ9A8 ausgelegt, der die Zündfunken noch mehr verbessert und die Zündspule weitgehend entlastet (siehe auch FUNKSCHAU 14/1978, Seite 657).

Ing. Paul Haisenko

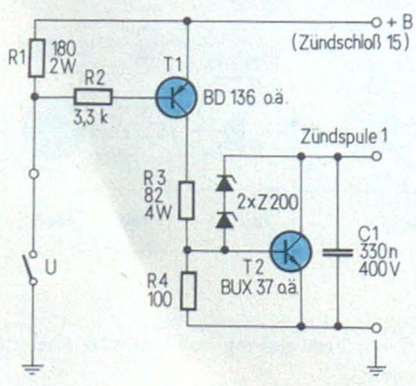


Bild 1. Typische Schaltung einer einfachen Transistorzündung

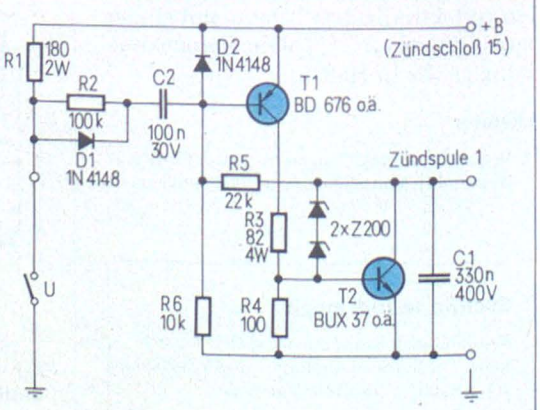


Bild 3. Schaltung der Transistorzündung TZ4

Dipl.-Ing., Ing. (grad.) Siegfried Kilgenstein

Sinus/Rechteck-Generator

Der folgende Artikel beschreibt einen freischwingenden RC-Sinusgenerator, aufgebaut mit dem Modul EKF 04672-M und zusätzlicher Amplitudenstabilisierung. Da nur wenige externe Bauelemente notwendig sind, ist der Generator trotz des hohen Modul-Preises in bezug auf seine Leistungen preisgünstig. Als frequenzbestimmendes Netzwerk wird eine Wien-Robinson-Brücke verwendet, um einen kleinen Klirrfaktor und eine gute Frequenzstabilität zu erzielen.

Wie in *Bild 1* zu sehen ist, wird der Operationsverstärker durch die aus gleichen RC-Elementen aufgebaute Wien-Brücke mitgekoppelt und durch den frequenzunabhängigen Spannungsteiler gegengekoppelt.

Ist die Amplitudenbedingeng (siehe *Kasten*) nicht erfüllt, so schwingt das System nicht an, oder die Amplitude steigt so weit an, daß der Verstärker übersteuert wird. Da es nicht möglich ist, die Widerstände genau genug einzustellen, muß einer der Widerstände automatisch in Abhängigkeit von der Ausgangsamplitude geregelt werden. In vielen Fällen wird dies mit Glühlampen (Kaltleitern), NTC-Widerständen oder ähnlichem, die aber insbesondere bei höheren Frequenzen zu Regelschwingungen neigen, bewerkstelligt. Als elektronisches Stellglied, das schnell regelt, keine Abnutzungserscheinungen zeigt und geringen Leistungsverbrauch hat, bietet sich hier der FET als steuerbarer Widerstand an. Für kleine Aussteuerungsamplituden U_{DS} ist die Drain-Source Strecke eines FET ein weitgehend linearer Widerstand, dessen Leitwert durch die Gatespannung U_{GS} gesteuert werden kann.

Generatoraufbau mit Modul

Das Sinusgeneratormodul EKF 04672 – M enthält zwei Operationsverstärker, einen FET und eine Diode. Mit wenigen externen Bauelementen kann damit ein kompletter RC-Sinusgenerator mit einem Frequenzbereich von ca. 1 Hz bis 1 MHz aufgebaut werden (*Bild 2*). Der Verstärker A besitzt eine FET-Eingangsstufe, wodurch das von der Wien-Brücke kommende Signal hochohmig abgenommen wird. Am Ausgang von A steht das verstärkte Signal am Punkt W_2 niederohmig (< 50 Ω) zur Rückkopplung zur Verfügung. Der Verstärker B verstärkt das Signal nochmals. Mit Hilfe der Diode D und dem Kondensator C12 wird aus dem Sinussignal eine Gleichspannung erzeugt, die den Drain-Source-Widerstand des FET und damit die Verstärkung des OP (V_{op}) automatisch steuert.

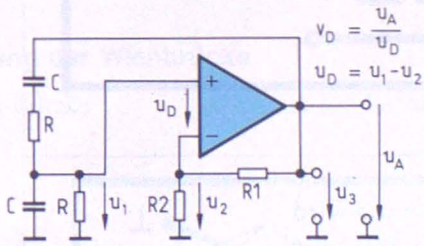


Bild 1. Grundschaltung einer Wien-Brücke mit einem Operationsverstärker

Mit P 2 kann die Ausgangsamplitude eingestellt werden. Um einen möglichst geringen Klirrfaktor zu erhalten, sollte diese möglichst niedrig eingestellt sein. C12 beeinflußt die Regelzeitkonstante und auch den Klirrfaktor des Sinussignals. Um beides zu optimieren, ist es zweckmäßig, C12 mit dem Frequenzbereichsschalter umzuschalten.

Um parasitäre Schwingungen zu vermeiden, muß zwischen der Versorgungsspannung und Masse ein Kondensator liegen und der Ausgang des Verstärkers B mit einem Widerstand von ca. 1 kΩ abgeschlossen werden.

Die sich einstellende Ausgangsspannung hängt sehr stark von den Daten des FET ab. Außerdem ist die Konstanz der Ausgangsspannung nicht besonders gut, da eine bestimmte Ausgangsamplitudenänderung notwendig ist, damit sich der Widerstand des FET nennenswert verändert. Auch Gleichlaufabweichungen der Wien-Brücke,

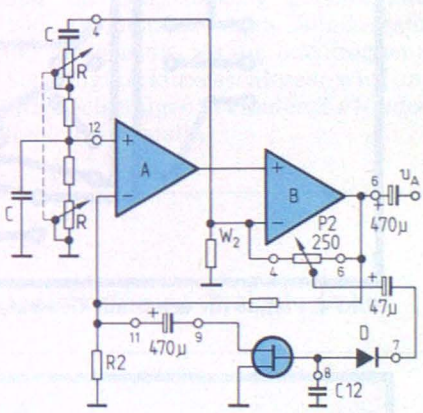


Bild 2. Einfacher Sinusgenerator, aufgebaut mit dem Modul EKF 04672-M. Die Punkte 1...12 sind die Pins des Moduls

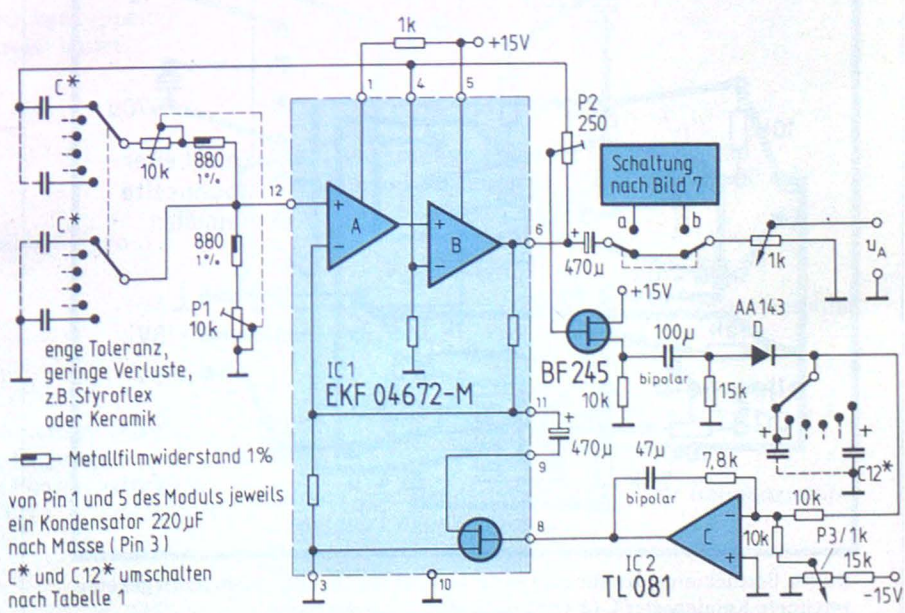


Bild 3. Gesamtschaltung der Wien-Brücke mit einer Amplitudenregelung

verursacht durch das verwendete Tandempotentiometer und die Kondensatoren, führen zu einer Verringerung der Amplitudenkonstanz. Mit einem handelsüblichen 3-dB-Tandempotentiometer und nicht genau ausgemessenen Kondensatoren stellten sich Amplitudenfehler bis 12% ein, bezogen auf die Amplitude bei 1 kHz.

Amplitudenregelung

Da die erreichte Amplitudenkonstanz für viele Zwecke nicht ausreicht, wird noch eine Präzisionsamplitudenregelung hinzugefügt. Die gleichgerichtete Ausgangsspannung wird verstärkt und über einen Soll-Istwertvergleich dem Gate des Regel-FET zugeführt, wodurch eine definierte Ausgangsspannung erreicht wird.

Der Operationsverstärker C (*Bild 3*) ist als PI-Regler geschaltet. Er stellt das Gatepotential des FET so ein, daß der arithmetische Mittelwert der Ausgangsspannung gleich dem Betrag der Referenzspannung ist. Damit wird die Differenz-Eingangsspannung des OP C

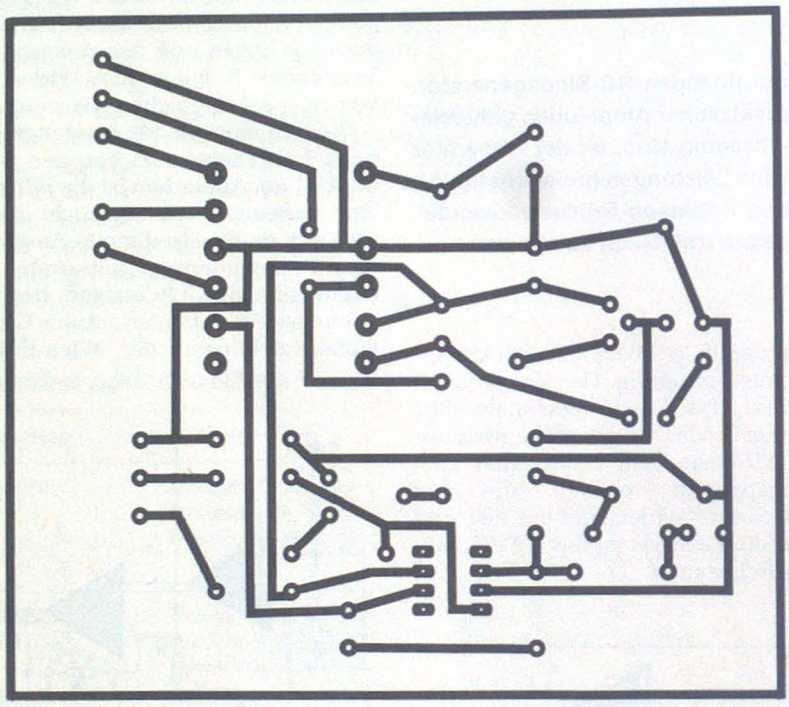


Bild 4. Platine für den Sinus-Generator

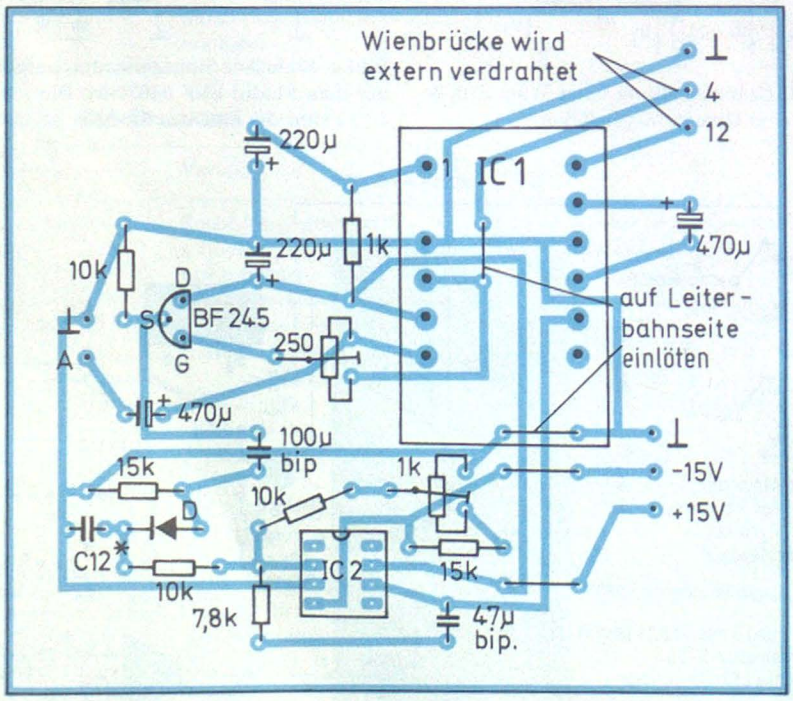


Bild 5. Bestückungsplan für die Generator-Platine. Der mit einem Stern gekennzeichnete Kondensator C12 wird nach Bild 3 umgeschaltet

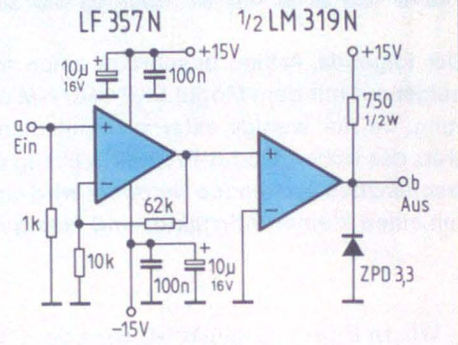


Bild 6. Schaltung für den Rechteck-Zusatz

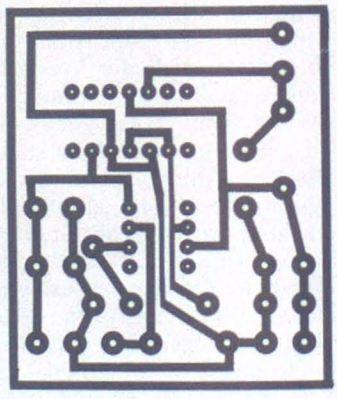


Bild 7. Vorschlag für ein Platinen-Layout des Rechteck-Zusatzes

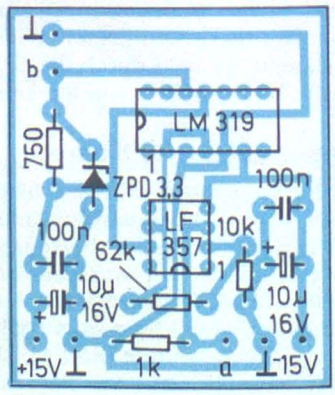


Bild 8. Bestückungsplan für den Rechteck-Zusatz

gleich Null. Ändert sich die Sinusausgangsspannung aus irgendeinem Grund, so entsteht am Eingang von OP C eine Differenzspannung, die integriert und verstärkt auf das Gate des FET wirkt und damit den Widerstand R 2 und die Verstärkung von OP A so lange verändert, bis die Differenzspannung wieder Null ist.

Die Regelzeitkonstante des PI-Reglers muß dabei größer sein als die kleinste einstellbare Frequenz, da sich sonst die Verstärkung schon innerhalb einer Schwingung ändert. Mit Hilfe der Referenzspannung kann eine definierte Ausgangsspannung eingestellt werden. Die Amplitudenkonstanz hängt dann praktisch nur noch von der Konstanz der Referenzspannung und von der Gleichrichtung ab. Mit dieser Zusatzschaltung konnten bei Verwendung von 3-dB-Tandempotentiometern Amplitudenfehler erst ab ca. 600 kHz und bei sehr tiefen Frequenzen festgestellt werden, wobei sie auch dort Werte von ± 5 % kaum überschritten.

Aufbau der Schaltung

Die Schaltung nach Bild 3 wurde auf einer doppelseitig kupferkaschierten Platine (*Bild 4*) aufgebaut, wobei die eine Seite als Abschirmung (mit Masse verbunden) dient. Die Bohrlöcher werden auf der Masseseite mit einem 10-mm-Bohrer angesenkt, wodurch um das Bohrloch herum das Kupfer entfernt wird, damit kein Kurzschluß mit den Bauelementen entsteht (Bestükkungsplan *Bild 5*). Es ist günstig, nach Fertigstellung des Generators ein kleines Gehäuse aus Kupferblech um das Modul herum zu bauen und mit der Masseseite der Platine zu verlöten. Der Ausgang des Verstärkers B wird über einen Kondensator mit einem 1-kΩ-Widerstand (Potentiometer) belastet.

Zur Gleichrichtung kann die intern eingebaute Diode nich verwendet werden. Hierfür dient die Diode D (AA 143). Beim Aufbau der Schaltung ist es sehr wichtig, kurze Leitungen zu verwenden und auf gute Abschirmung der gesamten Schaltung (vor allem gegen das Netzteil) zu achten. Zum Ausprobieren ist es am günstigsten, die Wien-Brücke nur aus zwei Kondensatoren und zwei Festwiderständen aufzubauen und die Bauteile direkt auf die Platine zu löten. Das Trimmpotentiometer P2 wird so eingestellt, daß zwischen Punkt 4 des Moduls und dem Schleifer ca. $^1/_4$ des gesamten Drehbereiches liegt. Damit kann (neben P3) die Ausgangsspannung des Generators verändert werden. Mit P3 wird die Referenzspannung für den Soll-Ist-Wertvergleich eingestellt und damit auch die Ausgangsspannung.

Nach Einschalten der Spannungsversorgung sollte sich nach 5...7 s das Sinussignal einstellen. Erscheint am Ausgang keinerlei Signal (außer einer Gleichspannung von ca. 6 V), so ist die Ausgangsamplitude mit P2 oder die Referenzspannung mit P3 so lange zu verändern, bis sich die Schwingung einstellt. Erscheint ein Rechtecksignal, so vergewissere man sich, daß OP C und die Diode D richtig eingebaut sind und die negative Versorgungsspannung in Ordnung ist. Unter Umständen kann auch der Gleichrichterkondensator C12 zu groß sein.

Ist die Schaltung in Ordnung, so versuche man durch Zurückdrehen der Referenzspannung den Verstärker aus der Begrenzung zu bekommen. Entsteht nach dem Einschalten eine parasitäre Schwingung von ca. 3 MHz, so lege man an den Ausgang parallel zum 1-kΩ-Widerstand einen Kondensator mit einigen nF, bis die hochfrequente Schwingung kurzgeschlossen wird und sich nach einigen Sekunden die Niederfrequenz einstellt.

Amplituden- und Phasenbedingung der Wienbrücke

Die Übertragungsfunktion einer Wien-Brücke lautet:

$$G = \frac{1}{3+j\eta} = \frac{u_1}{u_3} \qquad \text{mit } \eta = \frac{\omega}{\omega_R} - \frac{\omega_R}{\omega}$$

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$$

$$\omega_R = \frac{1}{R \cdot C}$$

Die Gesamtschleifenverstärkung des rückgekoppelten Operationsverstärkers (offener Regelkreis) lautet:

$$v_S = v_O \, (G - G_{SP}) = v_O \left(\frac{1}{3+j\eta} - G_{SP} \right) = \frac{u_A}{u_3}$$

$$\Rightarrow v_S = v_O \left(\frac{3 - G_{SP}(9+\eta^2)}{9+\eta^2} - j \, \frac{\eta}{9+\eta^2} \right)$$

G_{SP} ist das Verhältnis des frequenzunabhängigen Spannungsteilers

$$G_{SP} = \frac{R2}{R1+R2} = \frac{u_2}{u_3} = \frac{1}{v_{OP}}$$

(V_{op} = eingestellte Verstärker des OP)

und V_O die Verstärkung bei tiefen Frequenzen (Leerlaufverstärkung). Mit der Oszillatorbedingung $U_A = U_3 \rightarrow V_S = 1$ ergibt sich für die Phasenbedingung der Selbsterregung (Imaginärteil von V_S)

$$v_O \cdot \frac{\eta}{9+\eta^2} = 0$$

und für die Amplitudenbedingung (Realteil von V_S)

$$1 - v_O \, \frac{3 - G_{SP}(9+\eta^2)}{9+\eta^2} = 0$$

Aus der Phasenbedingung ergibt sich, daß mit $V_O = 0$ n = 0 sein muß und damit die Resonanzfrequenz

$$\omega_R = \frac{1}{R \cdot C} \text{ ist.}$$

Die Gegenkopplung G_{Sp} ergibt sich aus der Amplitudenbedingung mit $\eta = 0$ zu:

$$G_{SP} = \frac{1}{3} - \frac{1}{v_O} = \frac{R2}{R1+R2} = \frac{1}{3+\varepsilon} \qquad \varepsilon = \frac{9}{v_O 3} \ll 1$$

(Amplitudenfehler)

Beim idealen OP ist also eine Verstärkung von v = 3 erforderlich.

Daraus folgt für die Widerstände der frequenzunabhängigen Gegenkopplung:

$$R2 = \frac{R1}{2+\varepsilon}$$

Hat sich die Schwingung eingestellt, so werden die Festwiderstände der Wien-Brücke gegen ein 3 dB-Tandempotentiometer ausgetauscht. Die umschaltbaren Kondensatoren C* nach der *Tabelle* werden am Bereichsumschalter angelötet. C12 wird in jedem Frequenzbereich so lange erhöht, bis sich die Schwingung noch sicher einstellt. Legt man seriell zum 10-kΩ-Tandempotentiometer noch ein 1-kΩ-Poti, so kann die Frequenz fein eingestellt werden. Der Belastungswiderstand am Verstärker B kann gegen ein Potentiometer ausgetauscht werden, um die Ausgangsamplitude fein einzustellen.

Rechteckgeneratorzusatz

Mit wenigen Bauteilen kann aus dem Sinussignal ein Rechtecksignal mit 100 ns Anstiegszeit erzeugt werden.

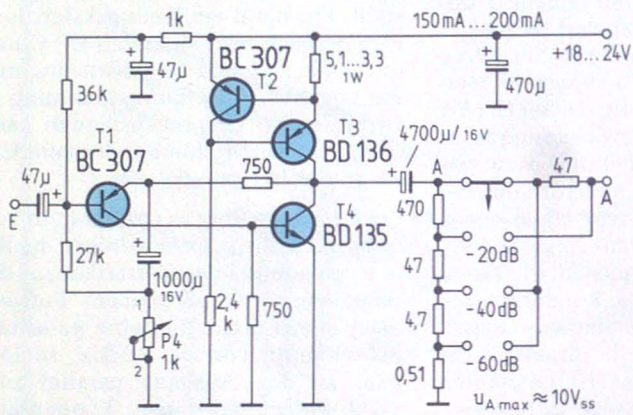


Bild 9. Leistungsendstufe mit umschaltbarer Dämpfung am Ausgang.

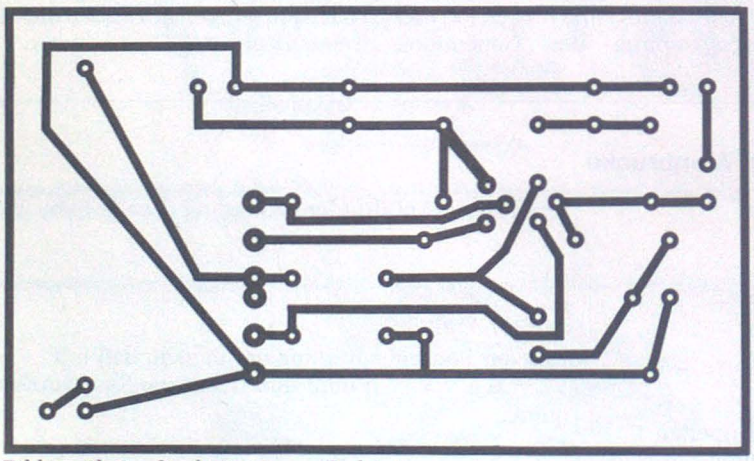


Bild 10. Platine für die Leistungs-Endstufe

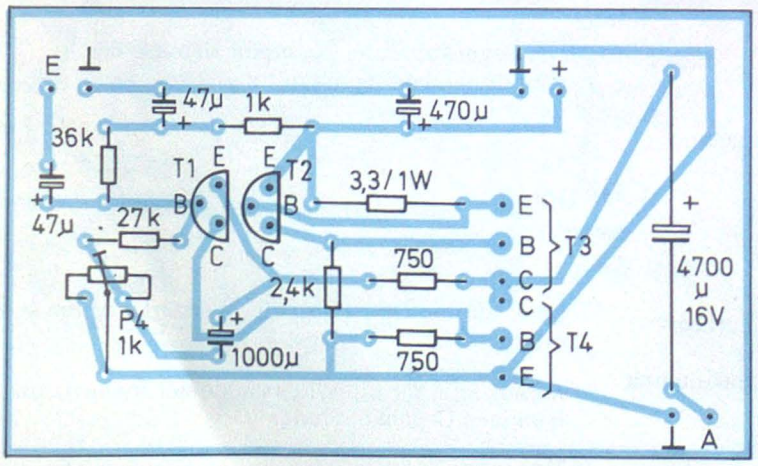


Bild 11. Bestückungsplan für die Leistungs-Endstufe. Die Transistoren T3 und T4 sind extern auf einem Kühlblech zu montieren

Tabelle: Kondensatoren zur Bereichsumschaltung

Frequenzbereich	C	C 12
1,6 Hz...16 Hz	10 µF	22 µF
16 Hz...160 Hz	1 µF	22 µF
160 Hz...1,6 kHz	100 nF	10 µF
1,6 kHz...16 kHz	10 nF	470 nF
16 kHz...160 kHz	1 nF	100 nF
160 kHz...1,2 MHz	100 pF	6,8 nF

Bild 6 zeigt die komplette Schaltung, die mit einem zweipoligen Umschalter zwischen den 470-µF-Kondensator des Sinusgenerators und dem 1-kΩ-Potentiometer eingefügt wird. Der Operationsverstärker LF 357 verstärkt das gleichspannungsfreie Sinussignal 7-fach, und der Komparator LM 319 mit offenem Kollektorausgang wandelt es in ein Rechtecksignal um, wobei die Schaltschwelle bei Null Volt liegt und dadurch das Tastverhältnis ca. 50 % ist. Mit Hilfe der 3,3-V-Z-Diode wird die Ausgangsspannung auf ungefähr dieselbe Spannung wie das Sinussignal begrenzt. Die Grob- und Feineinstellung der Amplitude wird in der Endstufe vorgenommen. Beide Signale sind am 50-Ω-Ausgang gleichspannungsfrei, also symmetrisch zur Nullinie. *Bild 7* und *8* zeigen den Bestückungsplan und das Platinenlayout.

Leistungsendstufe

Bild 9 zeigt die Schaltung des Leistungsverstärkers, die direkt von der Applikationsschrift D-745 von EKF übernommen wurde. Am Ausgang wurde noch der Teiler –60 dB hinzugefügt. Der Ausgangswiderstand beträgt 50 Ω. Mit P 4 wird die maximale unverzerrte Ausgangsspannung eingestellt. Die *Bilder 10* und *11* zeigen ein Platinen-Layout mit zugehörigem Bestükkungsplan.

Die Platinen sind für den privaten Gebrauch beim Autor erhältlich. Das Modul kann entweder bei EFK oder auch durch eine Sammelbestellung über den Autor bestellt werden. Der Preis des Moduls liegt bei ca. 150 DM.

Literatur

[1] Applikationsschrift D-745, EKF-Elektronik-Meßtechnik OHG, Am Pilsholz 4, 4700 Hamm.

[2] *Tietze, Schenk:* Halbleiter-Schaltungstechnik, Springer-Verlag 1976.

[3] *Herpy, Miklos:* Analoge Integrierte Schaltungen, Franzis-Verlag 1976.

Stichworte zum Inhalt

RC-Sinus/Rechteckgenerator mit Modul EKF 04672-M, Amplitudenstabilisierung, Wien-Robinson-Brücke, Amplituden- und Phasenbedingung.

Hans Göserich

Zweitbatterie im Auto

Viele Autofahrer, besonders Amateurfunker und Besitzer von Wohnwagen und Motorcaravans, benützen die serienmäßige Batterie ihres Wagens als Stromquelle für Beleuchtung und sonstige Zusatzgeräte. Geschieht dies über einen zu langen Zeitraum hinweg, so ist die Batterie leer, und der Wagen springt nicht mehr an.

Werden alle Verbraucher, die auch bei einem längeren Aufenthalt in Betrieb sein sollen, an einer Zusatzbatterie angeschlossen, so steht die Fahrzeugbatterie weiterhin zum Starten mit voller Kapazität zur Verfügung. Diese Zusatz-Batterie wird nur mit dem Bordnetz verbunden, wenn der Motor läuft, wenn also die Lichtmaschine genügend Ladestrom liefert.

Im einfachsten Fall wird die Zweitbatterie über einen geeigneten Schalter nach *Bild 1* parallel an die serienmäßige Batterie angeschlossen. Während der Fahrt wird nun – bei geschlossenem Schalter – die Zusatzbatterie von der Lichtmaschine mit aufgeladen. Bei längeren Aufenthalten kann sich dann, bei geöffnetem Schalter, die serienmäßige Batterie nicht mehr entladen.

Wem das Betätigen des Schalters zu umständlich ist, kann statt dessen auch eine Schaltung nach *Bild 2* einsetzen.

Wenige Bauteile durch geeignetes IC

Das verwendete IC TCA 105 von Siemens ermöglicht es, mit wenigen externen Bauelementen einen einfachen Komparator aufzubauen. Der Versorgungsspannungsbereich dieses ICs reicht von 4,5...30 V, so daß bei Anschluß an das 12-Volt-Bordnetz keine zusätzliche Stabilisierung notwendig ist.

Die Schaltung ist mit dem Bordnetz so zu verbinden, daß erst nach Einschalten der Zündung Spannung anliegt, z. B. Plus mit Klemme 15 der Zündspule.

An Pin 4 und 5 stehen zwei antivalente Ausgänge zur Verfügung. Der Ausgang an Pin 4 wird zur Rückkopplung verwendet. Dadurch erreicht man, daß das Relais bei einer Spannung von ca. 14 V anzieht (einstellbar mit R1) und bei 6 Volt wieder abfällt, was im praktischen Betrieb das Ausschalten der Zündung bedeutet. Der Kondensator C1 zieht nach Einschalten der Zündung den Eingang (Pin 2) für einige Millisekunden auf Massepotential, um definierte Ausgangszustände zu erhalten.

Als Relais eignet sich am besten ein einfaches 12-V-Kfz-Relais, wie es zum Schalten von Zusatzscheinwerfern im Auto Verwendung findet. Die 25-A-Sicherung im Arbeitskreis des Relais verhindert, daß bei Beschädigung des Verbindungskabels zwischen den beiden Batterien die gesamte Autoelektrik lahmgelegt wird. Es ist deshalb darauf zu achten, daß die Sicherung möglichst nahe bei der serienmäßigen Batterie liegt.

Abgleich der Schaltung

Nach Einbau der Schaltung und der Zusatzbatterie in den Wagen erfolgt der Abgleich. Zuerst wird der Widerstand R1 auf oberen Endanschlag gestellt, so daß nach Anlassen des Motors das Relais nicht anzieht (LED leuchtet nicht). Danach den Widerstand R1 so lange verändern, bis das Relais sicher anzieht (LED leuchtet jetzt).

Während des Abgleichs soll der Motor mit erhöhter Drehzahl laufen, so daß das Relais erst dann anzieht, wenn die Lichtmaschine ihre maximale Spannung abgibt.

Ein Tip aus der Praxis: Sollte einmal der Wagen nicht mehr anspringen, da aus Versehen irgendein Verbraucher (Scheinwerfer, Radio, etc.) die Batterie entladen hat, so genügt es, die Pluspole der beiden Batterien mit einem Starterkabel zu verbinden, um zum Anlassen wieder genügend Strom zur Verfügung zu haben. Das funktioniert natürlich nur dann, wenn die Zusatzbatterie nicht ebenfalls leer ist!

Hinweis des TÜV

Gegen den Einbau einer Zusatzbatterie bestehen keine Bedenken, wenn folgende Punkte beachtet werden:

1. Wenn der Einbau der Batterie im Innenraum erfolgt, ist für ausreichende Belüftung zu sorgen, falls die Batterie gasen sollte.
2. Die Anschlüsse müssen abgedeckt werden, wenn durch Metall der Umgebung Kurzschlußgefahr besteht.
3. Die Kabel müssen ausreichend dimensioniert werden (Angaben nach Bild 1 beachten!).
4. Die Batterie muß gut befestigt sein und so betrieben werden, daß keine Säure austreten kann.

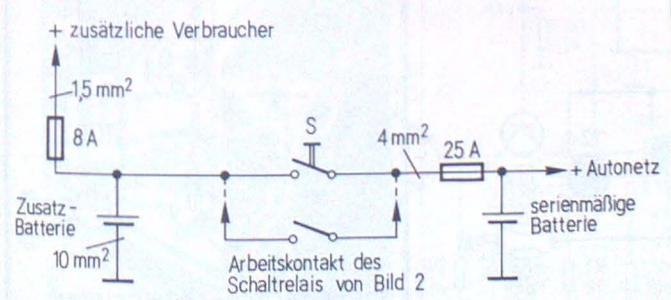


Bild 1. Die Zusatzbatterie wird so angeschlossen, daß sie mit einem Schalter vom Bordnetz getrennt werden kann. Der Schalter S kann von Hand oder auch von einer Automatik betätigt werden

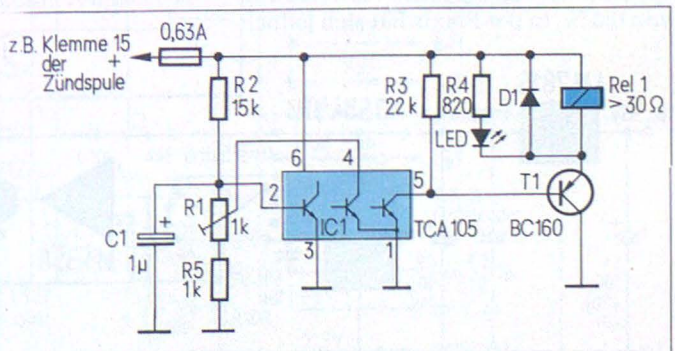


Bild 2. Komparator zum Betätigen eines Relais in Abhängigkeit von der Spannung der Lichtmaschine. Durch Einsatz dieser Schaltung wird die Zusatzbatterie sicher vom Bordnetz getrennt, wenn der Motor im Leerlauf dreht oder steht

Spannungs-Referenz

In den letzten Jahren erschienen auf dem Elektronikmarkt immer mehr Digitalvoltmeter-ICs, mit denen auch der Amateurelektroniker auf einfache Weise ein komplettes Digitalmultimeter aufbauen kann. Ein solches Meßgerät kann aber immer nur so gut sein, wie die Absolut-Kalibrierung und der Abgleich von Teilerwiderständen erfolgt ist. Da nicht jeder Elektroniker ein gutes, neu kalibriertes DVM als Vergleichsmeßgerät zur Verfügung hat, sollte eine genaue, temperaturstabile Spannungsreferenz in keinem Labor fehlen.

Auf dem Markt sind einige integrierte Präzisions-Spannungsreferenzen erhältlich. Man unterscheidet dabei zwischen temperaturstabilen Spannungsquellen und Spannungsquellen mit eng tolerierter Ausgangsspannung. Ein Baustein, der beide Arten einigermaßen gut vereint und keine Abgleicharten erfordert, ist der Typ AD 584 von Analog Devices. Für die Temperaturstabilität sollte der Ausgangsstrom relativ gering sein (Erwärmung des ICs). Deshalb muß für höhere Ströme eine zusätzliche Endstufe nachgeschaltet werden.

Technische Daten

Die Präzisions-Spannungsreferenz AD 584 [1] besteht aus einer hochstabilen 1,215-V-Bandgap-Referenz und einem Operationsverstärker. Es stehen fünf Festspannungen zur Verfügung: 10 V; 7,5 V; 5 V; 2,5 V; 1,2 V. Neben diesen kann durch externe Beschaltung eine Vielzahl von anderen Spannungswerten erzeugt werden [2]. Auch eine Beschaltung als variable, temperaturstabile Spannungsquelle ist möglich.

Der preisgünstige Typ AD 584 JH hat eine Temperaturstabilität von 30 ppm/K. Dies reicht für die meisten Kalibrierprobleme vollkommen aus. Die Genauigkeit der Ausgangsspannung ist bei 10 V mit ± 30 mV angegeben, das entspricht einer Abweichung von 0,3 %. In der Praxis hat sich jedoch gezeigt, daß die Abweichungen fast um den Faktor 10 besser sind. Um die genaue Ausgangsspannung zu kennen, muß die aufgebaute Schaltung (*Bild 1*) in jeder Schalterstellung einmal ausgemessen werden.

Die Schaltung

Bild 1 zeigt die gesamte Schaltung der Spannungsreferenz. Die Wahl der Ausgangsspannungen erfolgt mit Schalter S1, wobei außer bei den 1,2 V jeweils die Ausgangsspannung mit dem Pin 1 verbunden werden muß. Pin 6 (1,2 V Bandgap-Referenz) wird direkt der Endstufe zugeführt, die 7,5-V-Referenz bleibt unberücksichtigt.

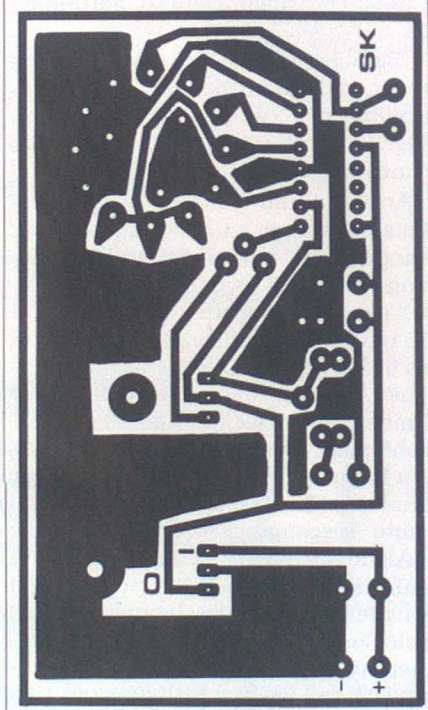


Bild 2. Platinen-Layout für einen problemlosen Aufbau der Schaltung

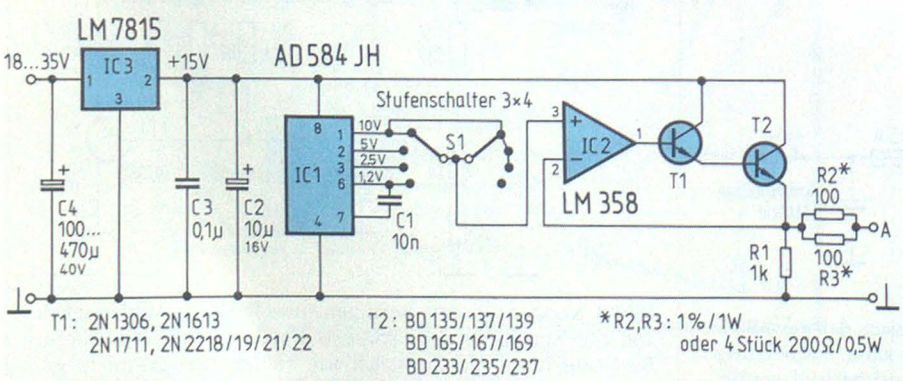


Bild 1. Schaltung der Spannungs-Referenz mit einer Leistungsendstufe und 50-Ω-Ausgang

Die Ausgangsspannung, deren Rauschen mit C1 reduziert ist, wird dann der Endstufe (IC2, T1, T2) zugeführt. Sie ist im Prinzip ein nichtinvertierender Leistungsoperationsverstärker mit der Verstärkung V = 1. Für die Transistoren kann eine Vielzahl von NPN-Typen verwendet werden. R2 und R3 sorgen für Kurzschlußfestigkeit und einen definierten Ausgangswiderstand von 50 Ω. Steht ein genauer 50-Ω-Lastwiderstand zur Verfügung, so kann der Innenwiderstand genau auf 50 Ω abgeglichen werden (Ausgangsspannung muß mit Last um die Hälfte absinken).

Die Spannungsversorgung erfolgt mit einem 15-V-Spannungsregler, der ebenfalls gekühlt werden muß. Die Kondensatoren C2, C3 und C4 dienen zur Abblockung von Wechselspannungen. *Bild 2* zeigt das Platinenlayout und *Bild 3* den Bestückungsplan.

Siegfried Kilgenstein

Literatur

[1] Datenblatt AD 584 (Analog Devices)
[2] Linear Datenbuch, National

Stichworte zum Inhalt

Kalibrierung, AD 584 JH, Bandgap-Referenz, temperaturstabile Spannungsquelle.

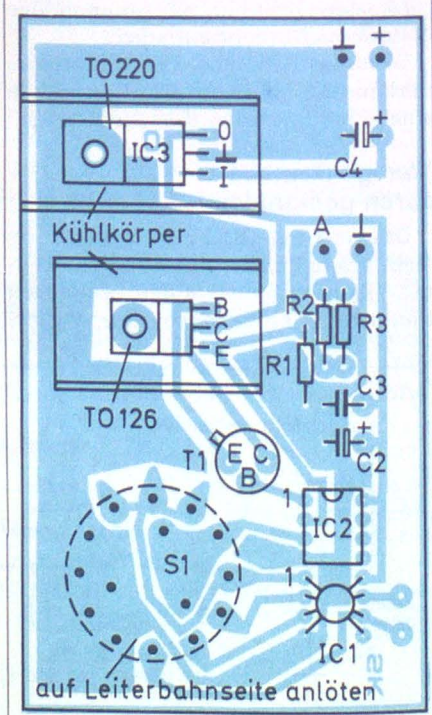


Bild 3. Bestückungsplan; der Stufenschalter S1 kann direkt auf die Leiterbahnseite der Platine gelötet werden

Dipl.-Phys. Arnulf Wallrabe

Alarmzentrale

Wohnungen und Einfamilienhäuser werden mehr und mehr mit Alarmanlagen ausgerüstet. Eine Alarmanlage ist immer noch kein Massenartikel, so daß sich für den Hobby-Elektroniker, abgesehen von der Freude an seinem Steckenpferd, auch preislich der Selbstbau lohnt. Gegenüber den schon in der FUNKSCHAU veröffentlichten Alarmzentralen [1, 2] zeichnet sich die hier vorgeschlagene Lösung vor allem durch die fast ausschließliche Verwendung von integrierten Schaltungen aus, was der Nachbausicherheit und einem geringen Platzbedarf zugute kommt. Die Bedienung der Anlage ist so einfach, daß eine Auslösung von Fehlalarmen fast unmöglich ist.

Eine Alarmanlage besteht im wesentlichen aus drei Teilen: den entlang einer Schleife aufgereihten Meldern (z. B. Magnetkontakte, Lichtschranken) [3], der Alarmzentrale, welche die Melder überwacht und im Alarmfall die Alarmmittel (z. B. Sirene, Blinkleuchte) – den dritten Teil der Anlage – einschaltet. Gegenstand dieser Bauanleitung ist die Alarmzentrale. Alarmmelder und -mittel sind in großer Auswahl im Handel; Beschreibungen und Montagehinweise findet man in [4].

Voraussetzung: einfache Bedienung

Die Arbeitsweise der Alarmzentrale soll an Hand ihrer Bedienung erläutert werden. Es gibt drei Drucktasten und zwei Leuchtdioden (*Bild 1*). Die Tasten dienen zur Anwahl von „Alarm innen" oder „Alarm außen" und zum Abschalten der Anlage. Die grüne Leuchtdiode „Anlage scharf" zeigt an, daß einer der beiden Alarme gesetzt und die Batterie geladen ist. Die rote Leuchtdiode „Alarmspeicher" zeigt dem Hausbewohner an, daß während seiner Abwesenheit Alarm ausgelöst wurde.

Bei „Alarm innen" wird davon ausgegangen, daß die Hausbewohner anwesend sind, also etwa nachts. Sobald ein Melder anspricht, ertönt in der Alarmzentrale ein Summer; die Alarmsirene außer Haus wird nicht betätigt. Die Dauer des Summtones ist, den gesetzlichen Vorschriften genügend, zwischen 1 und 3 min einstellbar, unabhängig von der Dauer des Meldersignals. Natürlich kann durch Drücken der „aus"-Taste der Alarmton jederzeit vorher gelöscht werden. Wird während des Summtones die „Alarm außen"-Taste betätigt, so ertönt die Außensirene, etwa um Nachbarn zu Hilfe zu rufen. Mit Absicht wurde der „innen"-Alarm so ausgelegt, daß sich die Außensirene nicht automatisch einschaltet, da bei anwesenden Bewohnern nicht auszuschließen ist, daß manchmal unabsichtlich Alarm ausgelöst wird.

Bei „Alarm außen" erfolgt die Scharfschaltung nicht schon beim Drücken der entsprechenden Taste, sondern erst beim Verlassen des Hauses durch einen Riegelkontakt, wenn man die Haustür abschließt. Dabei wird außerdem gleichzeitig überprüft, ob die Anlage betriebsbereit ist und kein Alarmsignal von den Meldern kommt, z. B. durch ein offengelassenes Fenster. Ist alles in Ordnung, so wird das beim Abschließen der Haustür mit einem kurzen Ton der Außensirene quittiert. Bei der Rückkehr wird die Anlage automatisch mit dem Aufschließen der Haustür entschärft.

Bild 1. Ansicht der Alarmzentrale im Kunststoffgehäuse mit Alu-Frontplatte

Die Taste „Alarm außen" kann also unbedenklich ständig gedrückt bleiben. Ein Einbruchsversuch löst die Außensirene aus, der eingebaute Summer bleibt jedoch stumm, um einem Eindringling das Auffinden der Alarmzentrale zu erschweren.

Zu erwähnen ist noch, daß die Alarmschleife ständig von Strom durchflossen wird und daß als Alarmkriterium eine 50 %ige Stromerhöhung oder -verringerung gewertet wird. Es können also Melder mit Ruhe- oder Arbeitskontakt verwendet werden, und die Schleife ist gegen Durchtrennen und Kurzschließen gesichert. Für Melder mit Hilfsspannungsbedarf stehen 12 V/80 mA zur Verfügung. Die Alarmzentrale enthält eine wiederaufladbare Batterie, mit der Netzausfälle bis zu 24 Stunden überbrückt werden können.

Schleifenüberwachung durch Fensterdiskriminator

Die Schaltung der Alarmzentrale zeigt *Bild 2*. Die Überwachung der Alarmschleife erfolgt mit dem Fensterdiskriminator TCA 965, der am Ausgang (Pin 3) L-Pegel abgibt, wenn die Eingangsspannung an den Pins 6 und 7 nicht innerhalb eines bestimmten Bereiches, dem „Fenster", liegt [5]. Die Kombination R10/C7 soll Störungen aussieben, die auf der Leitung zwischen den Meldern und der Zentrale eingekoppelt werden könnten.

Alle äußeren Spannungen am Fensterdiskriminator werden von der am Pin 10 zur Verfügung stehenden Hilfsspannung von 6 V abgeleitet. Die Eingangsspannung wird durch den Spannungsteiler aus R8 und dem 1,2-kΩ-Widerstand der Alarmschleife bestimmt und beträgt im Normalfall 3 V. Eine gleichgroße Referenzspannung steht an Pin 5 zur Verfügung und wird als „Fenstermitte" an Pin 8 gelegt. Der Teiler R6/R7 bestimmt die halbe „Fensterbreite". Da der Ausgang einen offenen Kollektor hat, ist R9 als Arbeitswiderstand einzufügen.

Der im Alarmfall auftretende L-Pegel an Pin 3 triggert einen monostabilen Multivibrator im IC 4528, der am Ausgang (Pin 7) einen durch R12/C9 bestimmten kurzen Impuls abgibt, sofern der Löscheingang (Pin 3) H-Pegel hat. Dies ist aber nur dann der Fall, wenn die Zentrale scharfgeschaltet ist, d. h. wenn entweder der Kontakt „Alarm innen" geöffnet ist oder die Kontakte „Alarm außen" und „Riegel" beide geöffnet sind. Da der nachfolgende Zeitgeber ZN 1034E (Ferranti) mit 5 V ar-

beitet, ist die Spannungsteilung mit R14 und R15 und die Pegelwandlung mit der Transistorstufe T3 erforderlich. Die Zeitkonstante wird durch R18, P2 und C14 bestimmt. Sie ist mit P2 zwischen 1 und 3 min einstellbar [6].

Der andere monostabile Multivibrator im IC 4528 ist mit R16/C12 auf die Zeitdauer des Kontrolltones von 0,1 s programmiert. Das IC wird beim Öffnen des Riegelkontaktes getriggert, wenn der Kontakt „Alarm außen" offen ist. Außerdem muß der mit dem Fensterdiskriminator verbundene Löscheingang (Pin 13) H-Pegel haben, d. h. von den Meldern darf kein Alarmsignal kommen.

Ein NAND-Gatter faßt nun die beiden Zeit-Ansteuerungen zusammen. Wegen der für ein einzelnes CMOS-Gatter zu hohen Ausgangsbelastung durch R20 und R21 werden zwei Gatter parallel geschaltet. Je nach Stellung der Tasterkontakte wird entweder über R20 und den Darlingtontransistor T1 die Außensirene angesteuert, wobei ein Strom bis zu 4 A entnommen werden kann, oder über R21 und T2 der eingebaute Summer.

Aus zwei weiteren NAND-Gattern wird ein RS-Flip-Flop zusammengesetzt, welches durch das Alarmsignal am Kollektor des T3 gesetzt und nach dem Abschalten durch R23/C15 zurückgesetzt wird. An seinem Ausgang liegt über den Treibertransistor T4 die rote Leuchtdiode LED2.

Platinen für Bauanleitungen aus P & H

Oft fragen Leser bei uns an, ob es zu den Bauanleitungen der Rubrik „Praxis & Hobby" auch fertige Platinen gibt. Der FUNKSCHAU-Redaktion ist es aus vertriebstechnischen Gründen leider nicht möglich, diesen Service durchzuführen.

Da viele Leser, die unsere Bauanleitungen nachvollziehen wollen, keine Möglichkeit haben, die Layouts aus den Heften fototechnisch für die Platinenherstellung zu verwenden, hat die Redaktion nach einer Lösung gesucht.

Interessierte Leser, die Platinen aus FUNKSCHAU-Bauanleitungen für die private Verwendung benötigen, können sich an folgende Anschrift werden:

Siegfried Kilgenstein
Bleisteinstraße 5
8000 München 50

Für alle Bauanleitungen, bei denen in der FUNKSCHAU ein Platinen-Layout abgebildet ist, sind ab sofort die Platinen erhältlich. Doppelkaschierte Platinen sind jedoch nicht durchkontaktiert lieferbar.

Mehr Sicherheit durch Notstromversorgung

Das Netzteil enthält einen Spannungsregler mA 723 mit externem Regeltransistor T5. Die Verlustleistung an T5 liegt unter 0,5 W, so daß ein Zangenkühlkörper mit 60 K/W völlig ausreicht. Der Teiler R1, P1, R2 bestimmt die Ausgangsspannung, R4 begrenzt den Strom auf 130 mA. Über R3 erhält die Pufferbatterie einen ständigen Erhaltungsladestrom. Die Diode D5 verhindert, daß sich die Batterie bei fehlender Netzspannung über R1, P1, R2 entlädt. Die grüne Leuchtdiode LED1 leuchtet, wenn ausreichend Batteriespannung vorhanden ist. Sie erlischt, sobald die Batteriespannung unter 10 V absinkt.

Als Pufferbatterie ist ein gasdichter NiCd-Sinter-Akkumulator gut geeig-

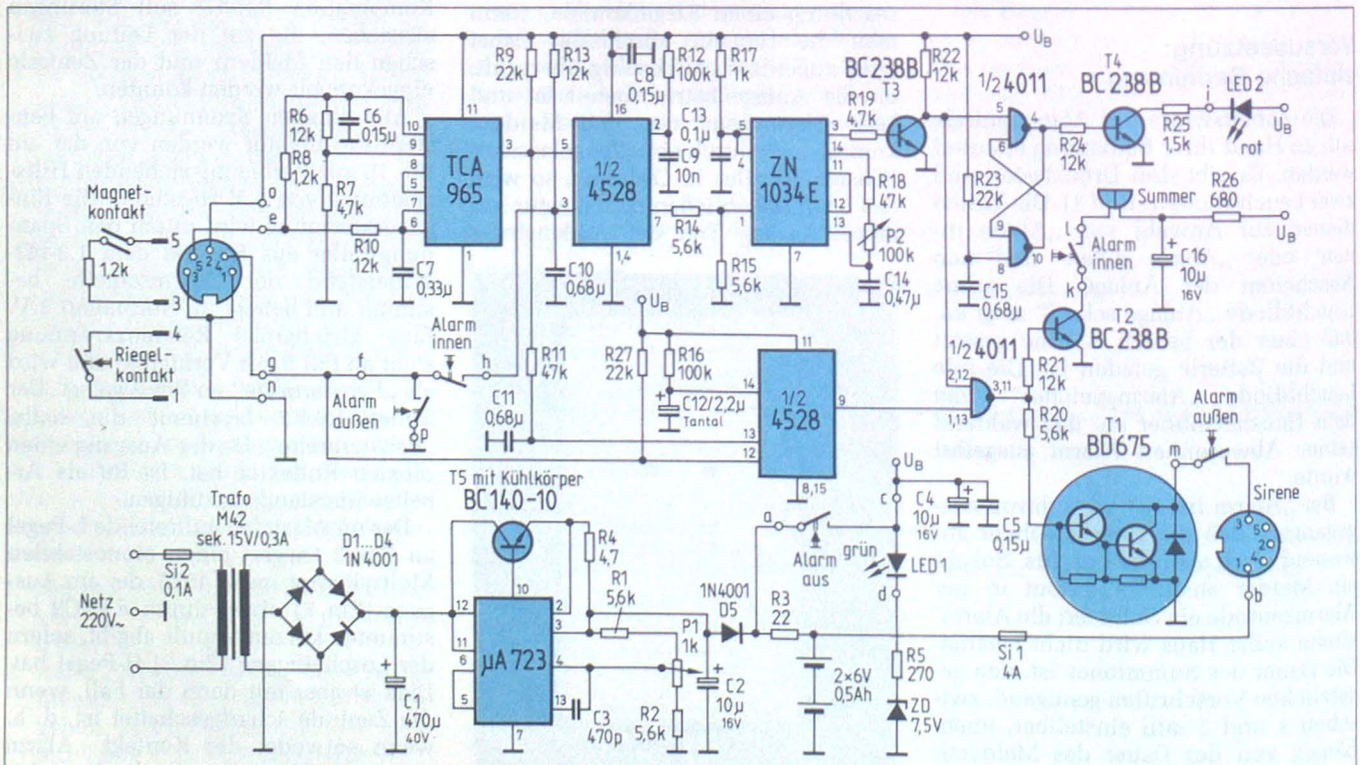


Bild 2. Schaltung der Alarmzentrale. Für den Riegelkontakt kann je nach Bedarf auch ein Schlüsselschalter verwendet werden. Statt der Sirene als Quittungssignal beim „Scharfmachen" kann bei Beschwerden der Nachbarn besser ein Lichtsignal ausgelöst werden.

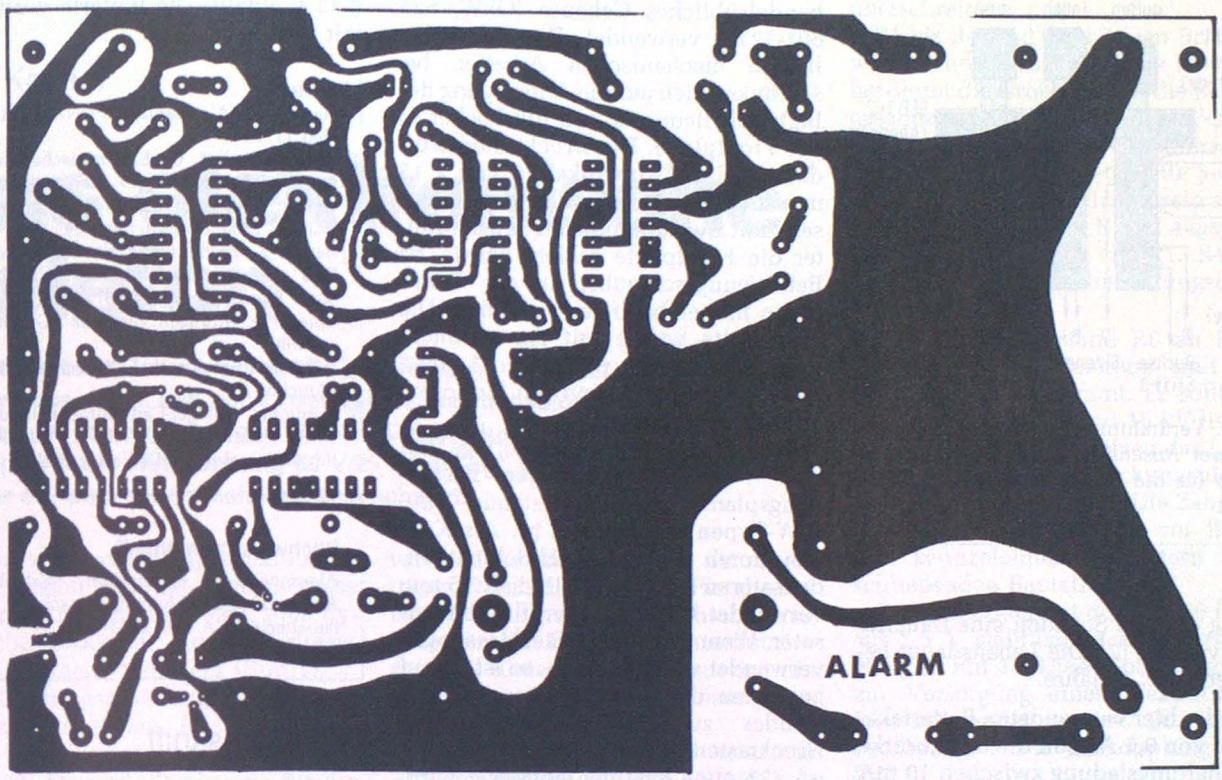
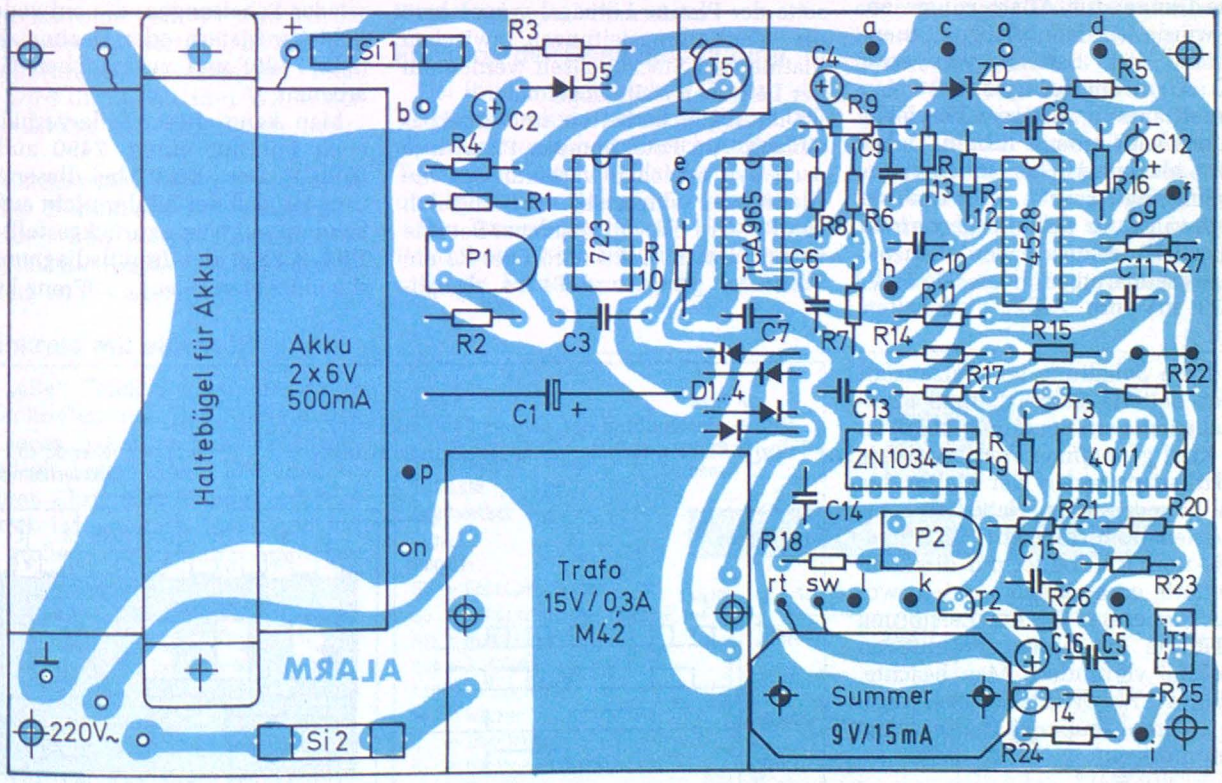


Bild 3. Auf dieser Platine werden alle Bauteile untergebracht. Extern sind noch erforderlich: Melderschleife, Riegelkontakt, Tastenschalter, LEDs und Alarmmittel



● = Lötnagel auf Bestückungsseite
○ = Kabel auf Leiterseite
⊕ = Schraube M2,3
⊕ = Schraube M3

Bild 4. Bestückungsplan zur Platine

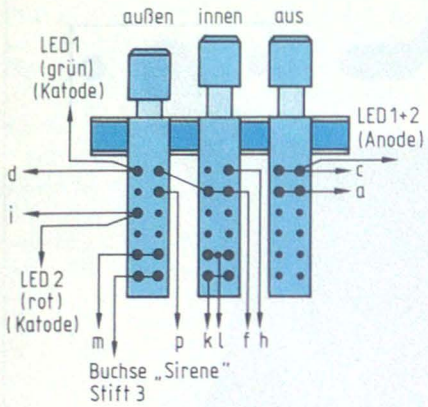


Bild 5. Verdrahtung der Drucktastenschalter. Zwei Anschlüsse dienen als Lötstützpunkte für die Leitungen zu den Leuchtdioden

net, da er ohne Schaden eine Dauerladung verträgt [7]. Die Lebensdauer beträgt etwa 5...10 Jahre.

Bei der hier verwendeten Batteriekapazität von 0,5 Ah soll die Stromstärke bei Erhaltungsladung zwischen 10 mA und 25 mA liegen. Leider ist bei gasdichten NiCd-Batterien die Ladeschlußspannung nicht konstant, sondern hängt von verschiedenen Faktoren wie Temperatur, Alterung usw. ab. Somit würde bei dem geringen Innenwiderstand der Batterie von etwa 0,15 Ω schon ein geringes Ansteigen der Ladespannung zu einer Vervielfachung des Ladestromes führen. Daher muß R3 als künstlicher Innenwiderstand eingefügt werden. Er wurde zu 22 V gewählt, so daß die genannten zulässigen Ladestomgrenzen auch bei Spannungsänderungen von 0,33 V, d. h. 33 mV pro Zelle, eingehalten werden.

Wird die Schaltung bei Netzausfall aus der Batterie gespeist, muß allerdings ebenfalls ein Spannungsabfall an R3 in Kauf genommen werden, der je nach Hilfsstrombedarf der Melder bis zu 2 V betragen kann. Natürlich kann der Sirenenstrom von mehreren Ampere nicht über R3, sonder nur direkt an der Batterie entnommen werden, wobei die Sicherung Si1 die Zerstörung der Batterie bei einem eventuellen Kurzschluß verhindert. Man beachte, daß ohne die Pufferbatterie das Netzgerät für mehrere Ampere hätte ausgelegt werden müssen.

Durch Platinenaufbau einfacher Aufbau und Abgleich

Alle Bauelemente einschließlich Netztrafo, Batterie und Summer lassen sich auf einer Europakarte unterbringen. Es wurde ein dafür passendes handelsübliches Gehäuse (OkW, 625 601-1210) verwendet. Die wenig beliebten mechanischen Arbeiten beschränken sich auf die Anfertigung des Batteriehaltebügels und die Löcher in der Frontplatte. Die Drucktasten wurden an einen Aluwinkel 15 mm x 15 mm x 70 mm geschraubt, der seinerseits mit Zweikomponentenkleber hinter die Frontplatte geklebt wurde, da Befestigungsschrauben in der Frontplatte immer häßlicher aussehen. Die Frontplatte wurde mit Anreibebuchstaben beschriftet, wofür Bild 1 einen Anhaltspunkt gibt, und mit farblosem Sprühlack überzogen.

Bild 3 zeigt die Platinenvorlage und *Bild 4* den dazugehörigen Bestükkungsplan. Alle Widerstände sind ⅓-W-Typen der Reihe E 12. Als Kondensatoren werden MKH-Schichtkondensatoren mit dem Rastermaß 7,5 mm verwendet, C3 ist ein Styroflexkondensator. Wenn für die ICs Steckfassungen verwendet werden sollen, so ist darauf zu achten, daß wegen des geringen Abstandes zu den darüberliegenden Drucktasten der Spannungsregler µA 723 ohne Fassung eingelötet wird. *Bild 5* ist als Hilfe für die Verdrahtung der Drucktastenkontakte gedacht. Für die Verbindung zwischen Platine und Drucktasten sind auf der Bestückungsseite der Platine Lötnägel vorgesehen; die Verbindungsleitungen zwischen Platine und Steckbuchsen werden auf der Leiterbahnseite angelötet.

Die Abgleicharbeiten sind denkbar einfach. Am Potentiometer P2 wird je nach den örtlichen Verhältnissen die Alarmdauer eingestellt. Der Abgleich von P1 wird bei voll geladener Batterie vorgenommen. Dazu wird über R3 ein Voltmeter gelegt und P1 so abgeglichen, daß an R3 eine Spannung von 0,33 V abfällt: Die Batterie wird dann mit 15 mA geladen.

Literatur

[1] Hansen, H.: Alarmanlage. FUNKSCHAU 1977, Heft 11, Seite 459
[2] Anagnostopulos, C.: Elektronische Alarmzentrale. FUNKSCHAU 1977, Heft 15, Seite 699
[3] Unruh, H.: Einbruchmelde-Detektoren. FUNKSCHAU 1980, Heft 19, Seite 64
[4] Bartels, K.: Brand- und Einbruchmeldeanlagen. RPB electronic-taschenbücher, Nr. 5. (München, Franzis-Verlag, 1976)
[5] Lineare Schaltungen: Siemens AG, Datenbuch 1979/80
[6] INFO 3, Produkte in CDI-Technik: Astronic, München
[7] Gasdichte Nickel-Cadmium-Akkumulatoren. VARTA Batterie AG, VARTA Fachbuchreihe, Bd. 9. Düsseldorf, VDI-Verlag, 1978

Stichworte zum Inhalt

Alarmmelder, Alarmmittel, Fehlalarm, Alarmschleife, Schleifenüberwachung, Pufferbatterie, TCA 965, ZN 1034.

Schaltungskniff

Teiler durch 7

In der Literatur findet man bei Teilungsverhältnissen von 1 zu 7 immer wieder Schaltungen, die entweder mit Schieberegistern oder Dezimalzählern (z.B. 7490) und zusätzlichen Gattern arbeiten.

Man kann diese Teilerverhältnisse auch mit nur einem 7490 aufbauen (Bild 1). Der „Kniff" bei dieser Schaltung ist, daß der Zähler nicht auf Null, sondern auf Neun zurückgestellt wird. Bild 2 zeigt das Impulsdiagramm für die einzelnen Pins.

Franz Feuerer

Bild 1. Beschaltung des Zählers 7490 als Teiler durch Sieben, realisiert ohne zusätzliche Bauteile

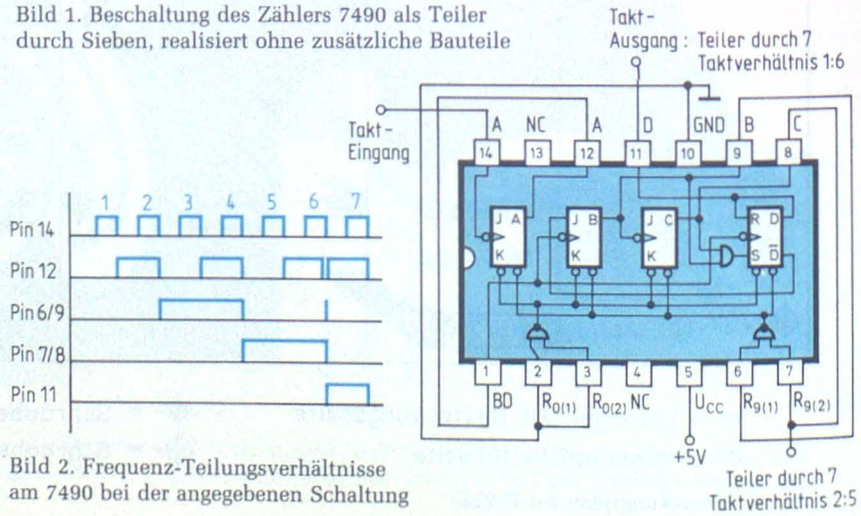


Bild 2. Frequenz-Teilungsverhältnisse am 7490 bei der angegebenen Schaltung

Gerd Koetter

Das elektronische Telefon

In Heft 4 dieses Jahres wurde die elektronische Tastwahl beschrieben. Wir erinnern uns dabei, daß noch zwei weitere Funktionsblöcke zum Telefonieren gehören. Da ist zunächst der Wecker. Dieser läutet, wenn bei aufliegendem Handapparat die Rufspannung 50 V/25 Hz anliegt. Hebt der angerufene Teilnehmer ab, wird der Sprechkreis angeschaltet.

Sehen wir uns den Sprechkreis näher an. Bisher benötigt man für diese Funktion ein Kohlemikrofon, eine dynamische Hörkapsel, einen Übertrager und das Balance-Netzwerk (*Bild 1*).

Der Übertrager ist nötig, um an den zwei ankommenden Adern die vier Adern für Mikrofon und Hörkapsel zu betreiben. Er sorgt gleichzeitig für die Entkopplung des eigenen Mikrofons zur Hörkapsel. Beim Sprechen fließt ein Strom durch das Mikrofon und W2. Für den eigenen Hörer heben sich die Induktionsströme von W1 und W2 in der Hörspule W3 weitgehend auf, um Rückkopplungen zu vermeiden. Zum Hören wird durch W1 und W2 in der Hörerwicklung W3 ein Strom induziert.

Das Balance-Netzwerk besteht meist aus einer Kombination von zwei Widerständen und einem Kondensator. Es sorgt für die Anpassung der Sprechschaltung an die a/b-Adern.

Sprechkreis mit einem IC

Das „alte" Telefon weist eine Reihe von Nachteilen auf. Das Kohlemikrofon ist teuer, hat einen hohen Klirrfaktor, und die Lebensdauer läßt auch zu wünschen übrig. Der Wecker mit viel Mechanik ist ebenfalls teuer und hat einen großen Platzbedarf. Auch die Wähleinrichtung hat alle Nachteile der Mechanik und ist zu langsam.

Man hat seit einigen Jahren nun versucht, das qualitativ schlechte Kohlemikrofon mit seinen unangenehmen Geräuscheigenschaften zu ersetzen. Hierzu wurden sogenannte aktive Mikrofonkapseln entwickelt, die an Stelle des Kohlemikrofons eingesetzt werden können.

Ein weiterer Fortschritt sind jedoch die elektronischen Sprechschaltungen. Mit ihnen ist es möglich, beliebige Wandler als Mikrofon und Hörer zu verwenden, zudem entfällt der Übertrager. Durch den geringen Platzbedarf läßt sich die gesamte Sprechschaltung außerdem im Handapparat unterbringen. Mit dieser IC-Schaltung wird die konventionelle Übertragerlösung ersetzt.

Die Schaltung in *Bild 2* zeigt die Anwendung für den Typ LS 156 von SGS-ATES. Als Mikrofon und Hörer können die III-er Postkapseln genommen werden. Es ist jedoch auch möglich, ein Elektret-Mikrofon und eine Piezo-Hörkapsel einzusetzen.

Funktion der Gesamtschaltung

Der Brückengleichrichter Gl wird als Verpolungsschutz benötigt. Er ist bei allen elektronischen Einrichtungen im Telefon vorzusehen, da die Adern a und b falsch aufgelegt sein könnten.

Die Zenerdiode mit 15 V dient als Feinschutz. Sie tritt normalerweise nicht in Funktion, da die maximale Spannung an Pin 2 des ICs 12 V nicht überschreitet.

R1 bis R4 sind die nötigen Brückenwiderstände. Das Verhältnis R2 zu R1 bestimmt die Größe des auf die Leitung gesendeten Signals. Mit dem Verhältnis R4 zu R3 kann das Rückhören beeinflußt werden. Man beachte jedoch, daß die Brücke abgeglichen sein sollte. Bei Einhaltung der in Bild 2 angegebenen Dimensionierung von R1...R4 und C5 ist die Brücke an die Leitungsimpedanz Z_L angepaßt.

Mit dem Widerstand R6 an Pin 4 wird der interne Referenz- und Hörausgangsstrom bestimmt. Er sollte innerhalb von 6,8 kV und 15 kV liegen.

Die *Bilder 3* und 4 zeigen das Leiterbahnbild und den Bestückungsplan eines kompletten Aufbaus. Die Zahlen in Klammern beziehen sich auf Bild 2 und kennzeichnen die extern anzuschließenden Bauteile.

Eine Besonderheit des LS 156 ist die auf 2,5 V stabilisierte Ausgangsspannung an Pin 15. Diese Spannung kann zur Versorgung eines Elektretmikrofons verwendet werden. Die übrigen Bedingungen zur Einkopplung zeigt *Bild 5*.

Soll für kurze Zeit die Senderichtung der Schaltung gesperrt werden, wird dazu Pin 3 (Muting) an Pin 15 gelegt. Diese Funktion entspricht jedoch nicht der Erdtaste bei einem Nebenstellentelefon. Achtung: vorher Leiterbahn von Pin 3 öffnen!

An Pin 14 können externe Nf-Signale eingespeist werden. Diese können z. B. von einem Telefonanrufbeantworter oder Mehrfrequenzwahlgeber stammen. Die Eingangsempfindlichkeit des Pins 14 beträgt ca. 80 mV.

Es sei auch an dieser Stelle darauf hingewiesen, daß die Bestimmungen

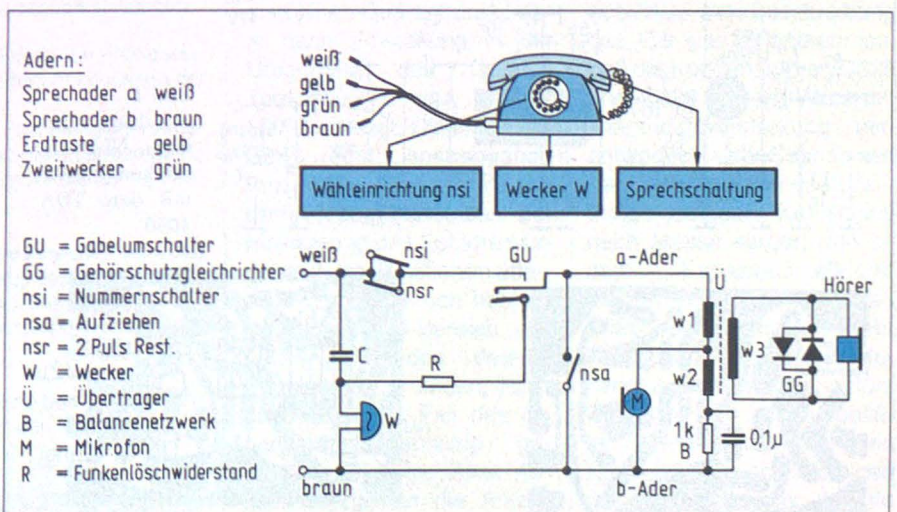


Bild 1. Funktionsprinzip des Sprechkreises in einem konventionellen Fernsprechapparat

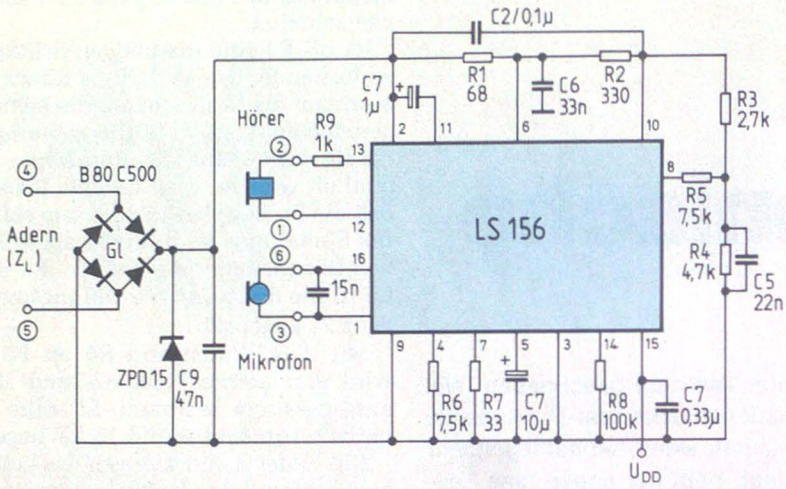


Bild 2. Gesamtschaltung für einen Telefonkreis, aufgebaut mit nur einem IC

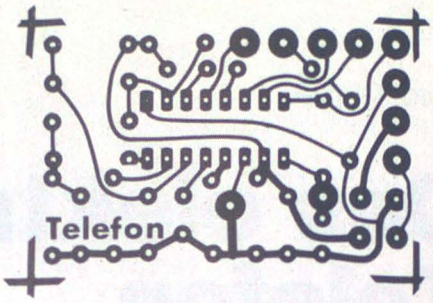


Bild 3. Leiterbahnbild für den Telefonsprechkreis

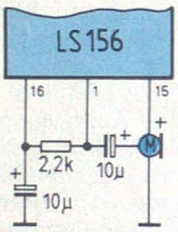


Bild 5. Anschaltung eines Elektretmikrofons an den Sprechkreis. Die Bestückung der übrigen Bauteile bleibt unverändert

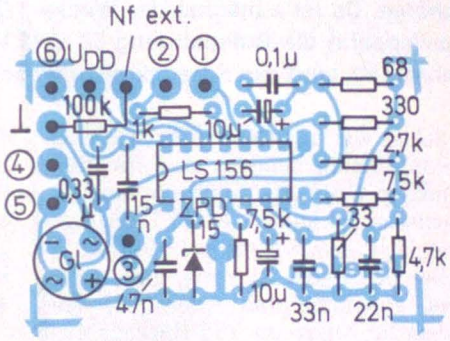


Bild 4. Bestückungsplan zur Platine. Die Anschlußbezeichnungen beziehen sich auf die Schaltung in Bild 2

des Fernmeldetechnischen Zentralamtes in Darmstadt beachtet werden müssen.

Bezugsquelle für das IC LS 156: Fa. Frehsdorf, Pf. 1224, 2085 Quickborn/Hamburg.

Stichworte zum Inhalt
Telefon-Übertrager, Kohlemikrofon, elektronische Telefonsprechschaltung, Nebenstellentelefon.

Nf-Dynamikkompressor

Der Dynamikkompressor enthält einen mit der integrierten Schaltung TDA 4050 (Siemens) aufgebauten Verstärker (*Bild 1*), dessen wichtigste Eigenschaft neben der großen Verstärkung seine Übersteuerungsfestigkeit ist.

Ein NPN-Transistor mit üblicher Eingangsbeschaltung als Emitterfolger koppelt den Eingang der integrierten Schaltung an das Mikrofon an. Durch Begrenzen des Eingangssignales auf 1 V_{ss} und einen Regelumfang von etwa 70 dB kann der Nf-Dynamikkompressor Eingangssignale, die sich im Pegel um den Faktor 10^5 unterscheiden, noch einwandfrei verarbeiten. Seine Bandbreite beträgt etwa 0,3...4 kHz.

Das IC TDA 4050 enthält drei als Kaskode geschaltete Verstärker, von denen der erste geregelt wird. Der dritte, ein Operationsverstärker, wirkt durch seine äußere Beschaltung ab ca. 4 kHz als Tiefpaß. Der Wert der Induktivität L1 ist unkritisch und kann eventuell ganz entfallen.

Mit R3 wird die Eingangsspannung angepaßt. R7 dient zum Einstellen der Ausgangsspannung. C6 bestimmt mit seinem Wert im wesentlichen die untere Grenzfrequenz.

Die Regelzeitkonstante wird durch C8 bestimmt.

Der Aufbau kann auf einer kleinen Platine nach *Bild 2* erfolgen. Den Bestückungsplan zeigt *Bild 3*. Beim Betreiben der Schaltung an hoher Sendeleistung ist diese in ein Blechgehäuse einzubauen.

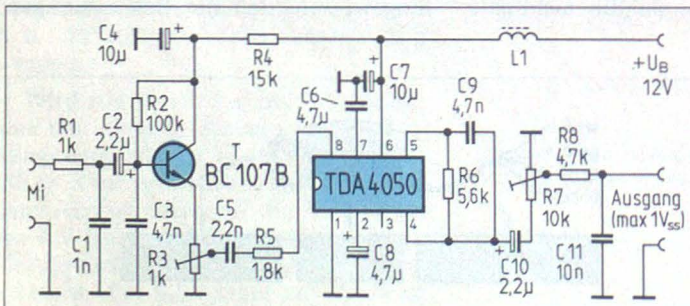


Bild 1. Schaltung für einen Nf-Dynamikkompressor mit dem TDA 4050

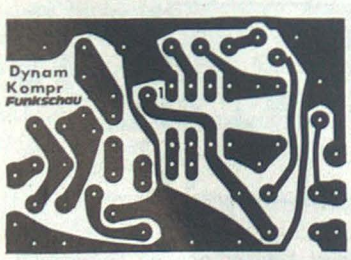


Bild 2. Platine zum Aufbau des Kompressors

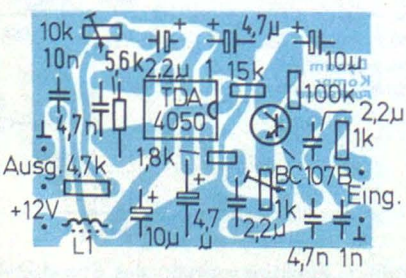


Bild 3. Bestückungsplan zur Platine

Technische Daten:
Betriebsspannung 10...15 V (12 V)
Betriebsstrom 10 mA < 18 mA
Verstärkung > 70 dB
Kompressions-Regelumfang 70 dB
max. Ausgangsspannung 1 Vss
Ausgangswiderstand 10 kΩ

Heinz Waldhauer (DC2IV)

Dipl.-Ing. Jörg Zschocke

Oszilloskop als Mikroprozessor-Display

Für den Mikroprozessor-Anfänger sind die zahlreichen Kits, die heute auf dem Markt angeboten werden, eine preisgünstige Möglichkeit, sich praxisnah in die Materie einzuarbeiten. Diese Kits enthalten in der Regel für die Eingabe eine Sedezimaltastatur und für die Ausgabe sechs Siebensegment-Anzeigen zur Darstellung einer Speicheradresse und des Speicherinhaltes. Diese Anzeige ist nicht sehr komfortabel.

Wenn man sich nicht gleich ein Videodisplay zu einem Lehrsystem leisten kann, aber zu einem Oszilloskop Zugang hat, so stellt die folgende Schaltung einen guten Kompromiß dar. Sie bildet Sedezimalzahlen auf dem Oszilloskopschirm ab.

Punktmatrix zur Zeichendarstellung

Mit dem hier vorgestellten Gerät können bis zu 128 Zeichen geschrieben werden, und zwar acht Zeilen zu je 16 Zeichen. Jedes Zeichen wird aus einer Punktmatrix aufgebaut, die aus 5 × 8 =40 Punkten besteht (*Bild 1*). Die Reihenfolge, in der der Elektronenstrahl die Punkte auf dem Schirm erzeugt, ist in Bild 1 durchnumeriert. Der Strahl bleibt allerdings nur an den Positionen hell, die zu dem angelegten Zeichen gehören. Auf allen anderen Positionen wird er zwar der Reihe nach abgelenkt, er bleibt aber dunkel gesteuert.

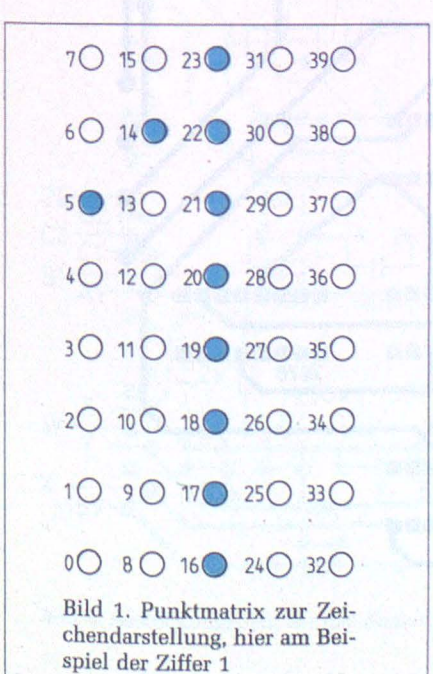


Bild 1. Punktmatrix zur Zeichendarstellung, hier am Beispiel der Ziffer 1

Bild 2 zeigt die Gesamtschaltung. IC5 erzeugt die Taktimpulse. Damit das Auge ein stehendes Bild wahrnimmt, müssen alle 128 Zeichen mindestens 25 mal pro Sekunde geschrieben werden. Da jedes Zeichenfeld aus 40 Punkten aufgebaut ist, ergibt sich für die Frequenz des Taktgenerators: $f = 40 \cdot 128 \cdot 25 = 128$ kHz (1).

Die Taktimpulse gelangen auf den Zähler IC1, der als Modulo-8-Zähler [2]arbeitet und damit für die acht Zeilen eines Zeichens zuständig ist. Nachdem die jeweils acht Punkte einer Spalte geschrieben sind, gibt IC1 einen Impuls ab, der den Zähler IC2 weiterschaltet. IC2 arbeitet als Modulo-5-Zähler und ist damit für die fünf Spalten eines Zeichens zuständig. Nach 40 Taktimpulsen springt IC2 auf Null zurück. Die dabei am D-Ausgang entstehende Impulsflanke schaltet den Zähler IC3 weiter. IC3 arbeitet als Modulo-16-Zähler und ist für die 16 Zeichen einer Zeile zuständig.

Der D-Ausgang von IC2 ist nach außen geführt (CA1). Er bildet die Interrupt-Leitung für den Mikroprozessor. Jedesmal, wenn auf dieser Leitung ein Signal erscheint, muß der Mikroprozessor den nächsten Speicherplatz adressieren und das dem abzubildenden Zeichen entsprechende Bitmuster an die Eingänge A, B, C, D der Schaltung legen.

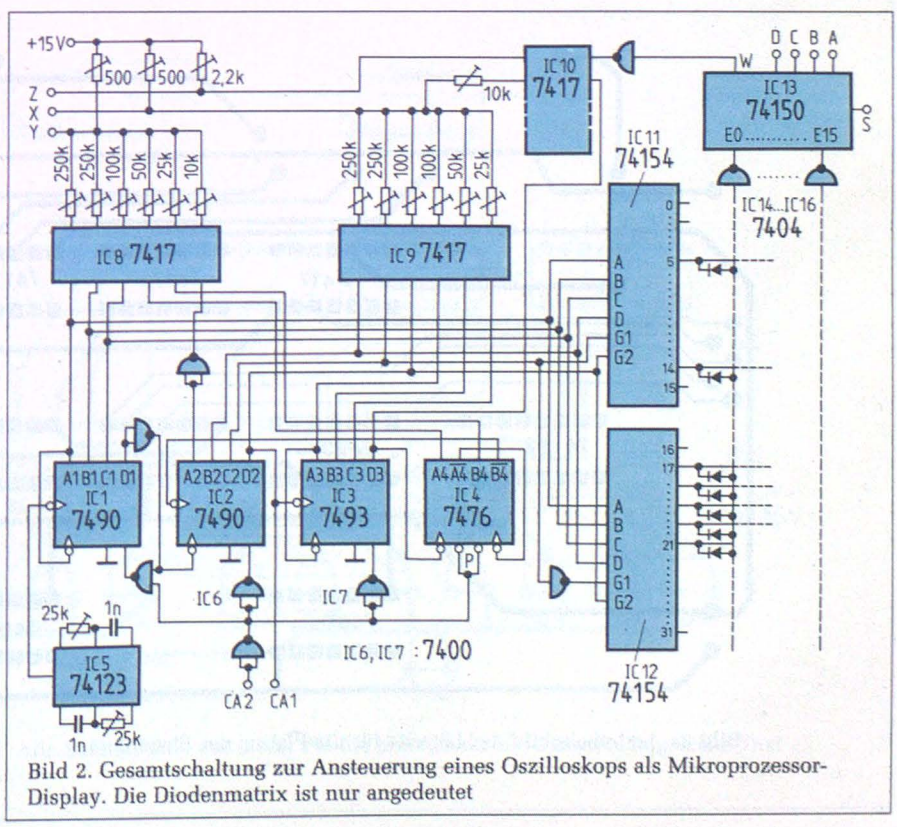


Bild 2. Gesamtschaltung zur Ansteuerung eines Oszilloskops als Mikroprozessor-Display. Die Diodenmatrix ist nur angedeutet

IC4 arbeitet zusammen mit dem Flipflop A von IC2 als Modulo-8-Rückwärtszähler und ist für die acht Zeilen des Bildes zuständig. Ein Rückwärtszähler ist in diesem Fall notwendig, damit der Strahl in der linken oberen Ecke des Schirmes mit dem Schreiben beginnt.

Auswertung der Zählerausgänge

Zunächst steuern die Ausgänge der Zähler über Verstärker ein Widerstandsnetzwerk an, welches die gewünschte Strahlablenkung in X- und in Y-Richtung bewirkt. IC8 und IC9 sind Treiberverstärker (Buffer) mit offenen Kollektoren [3], die ebenfalls an + 5 V Versorgungsspannung arbeiten, deren Ausgangsspannung im H-Zustand aber maximal 15 V betragen kann. Die Schaltung benötigt also + 15 V, welche gleichzeitig das Massepotential für das Oszilloskop darstellt. An den X- und Y-Anschlüssen der Schaltung entsteht ein treppenförmiges Signal. Die Stufenhöhe der Treppen ist mit den Trimmpotentiometern einstellbar.

Außerdem sind die Ausgänge der Zähler IC1 und IC2 noch mit den Bausteinen IC11 und IC12 verbunden, die hier als Demultiplexer arbeiten. Wie bereits erwähnt, sind die Zähler IC1 und IC2 für die 40 Punkte eines Feldes zuständig. Für die Treppenkurve und damit für die Strahlablenkung werden auch alle 40 Zählerzustände verwendet, für die Bildung der jeweiligen Ziffer aber nur vier Spalten und sieben Zeilen. Damit kommt man mit zwei Demultiplexern aus, und die dunkel bleibende fünfte Spalte dient als Trennung zwischen den Zeichen. Das Bitmuster, welches an den Ausgängen A1, B1, C1, B2 und C2 ansteht, kann man als binäre Adresse des jeweiligen Punktes ansehen, welche die zu dem betreffenden Punkt gehörende Ausgangsleitung des Demultiplexers anwählt.

Während der ersten beiden Spalten eines Zeichens schaltet Ausgang C2 von IC2 über den Strobeeingang G1 den Demultiplexer IC11 ein, während der letzten beiden Spalten wird IC12 aktiviert. Während die 28 Punkte geschrieben werden, hält Zählerausgang D2 die Strobeeingänge G2 auf Null. Damit arbeiten IC11 und IC12 als Demultiplexer, deren Ausgänge der Reihe nach auf Null gehen.

Diese Ausgänge werden nun für jedes Zeichen entsprechend ausgewertet. Dies geschieht durch eine Diodenmatrix, deren Spalten auf einen Multiplexer (IC13) führen. Zu jeder Ziffer gehört eine Spalte. Die Spalte ist über Dioden mit denjenigen Demultiplexerausgängen verknüpft, die zu den hell zu steuernden Punkten der Ziffer gehören. Die Dioden bilden also ein UND-Gatter. Im Bild 2 ist dies am Beispiel der Ziffer 1 gezeigt. Beim Beschreiben des 40-Punkte-Zeichenfeldes werden durch die Demultiplexer und die Diodenmatrix jedesmal alls 16 Sedezimalzahlen generiert. Über den Multiplexer IC13 kann man nun das jeweils gewünschte Zeichen auswählen, indem man an dessen Adreßeingänge das entsprechende Bitmuster anlegt – zur Darstellung der Ziffer 1 also das Bitmuster 0001. Nur Spalte 1 ist in diesem Fall mit dem Ausgang verbunden. Ausgang W wird invertiert und steuert dann über einen Verstärker den Z-Eingang des Oszilloskops an (Helligkeitsmodulation). Der Verstärker ist notwendig, weil zur Helligkeitssteuerung ein größerer Spannungshub erforderlich ist.

Aufbau auf Europakarten

Die gesamte Schaltung ist auf zwei beidseitig beschichteten Karten im Europaformat untergebracht. *Bild 3* zeigt beide Leiterbahnseiten des Steuerteils, *Bild 4* den zugehörigen Bestückungsplan. Die Platine des Zeichengenerators zeigt *Bild 5*, in *Bild 6* ist der entsprechende Bestückungsplan wiedergegeben. Die Karten müssen nicht durchkontaktiert sein. Der Aufbau ist unkritisch, wenn die Bestückung nach den Bildern 4 und 6 sorgfälltig vorge-

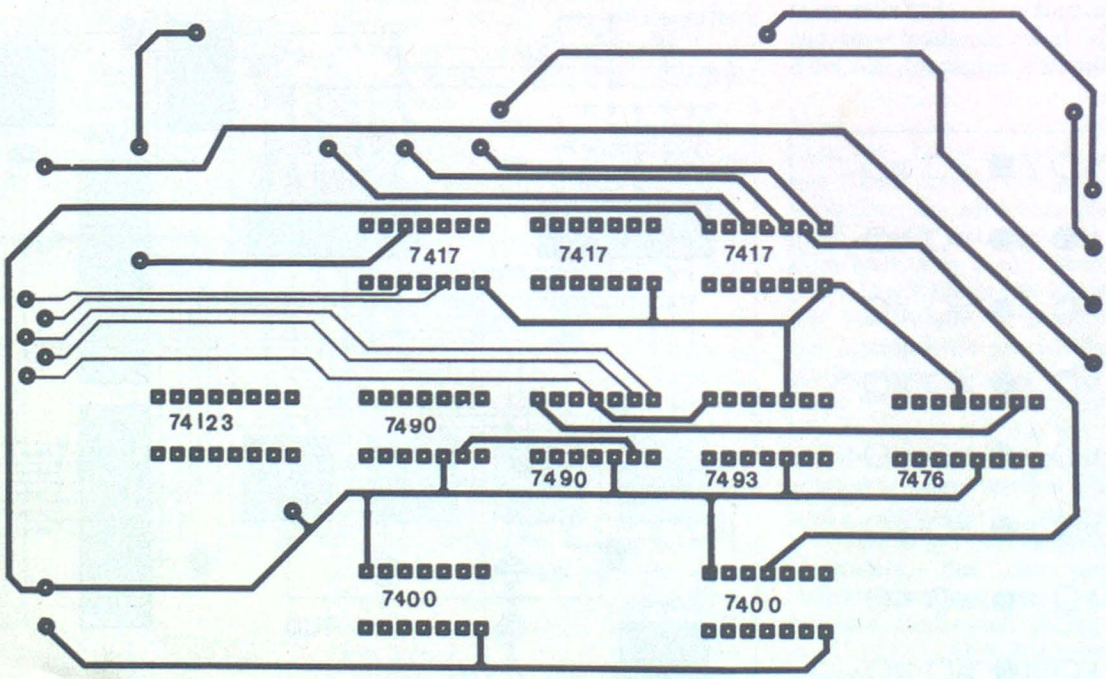


Bild 3a. Leiterbahnbild der Lötseite für die Platine des Steuerteils

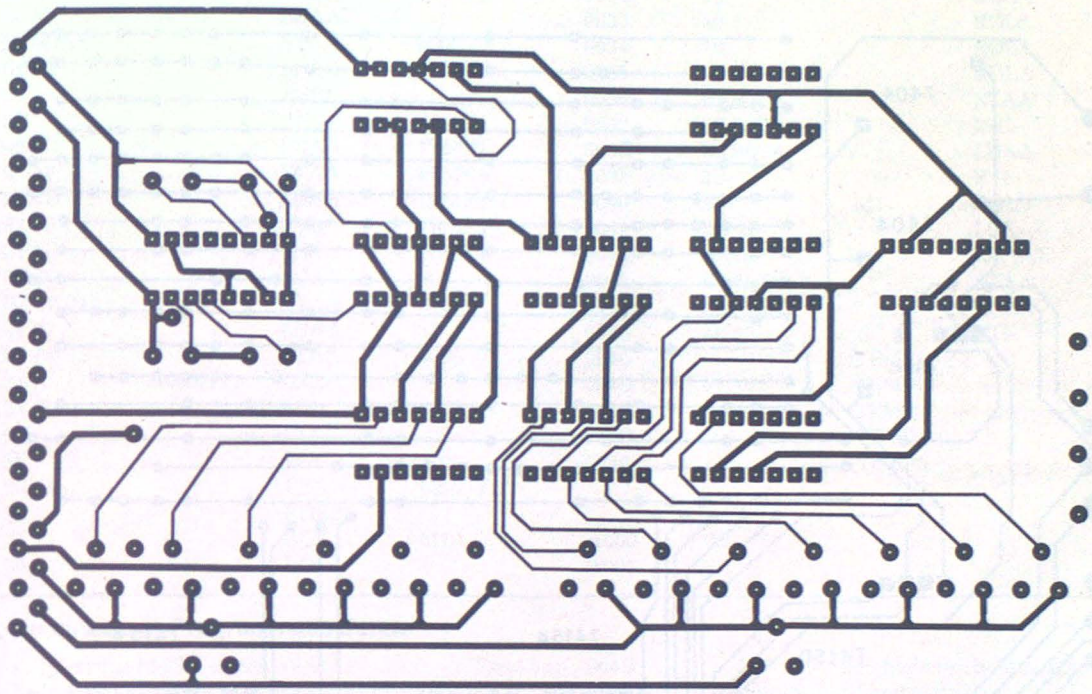


Bild 3b. Leiterbahnen auf der Bestückungsseite der zweiseitigen Platine des Steuerteils

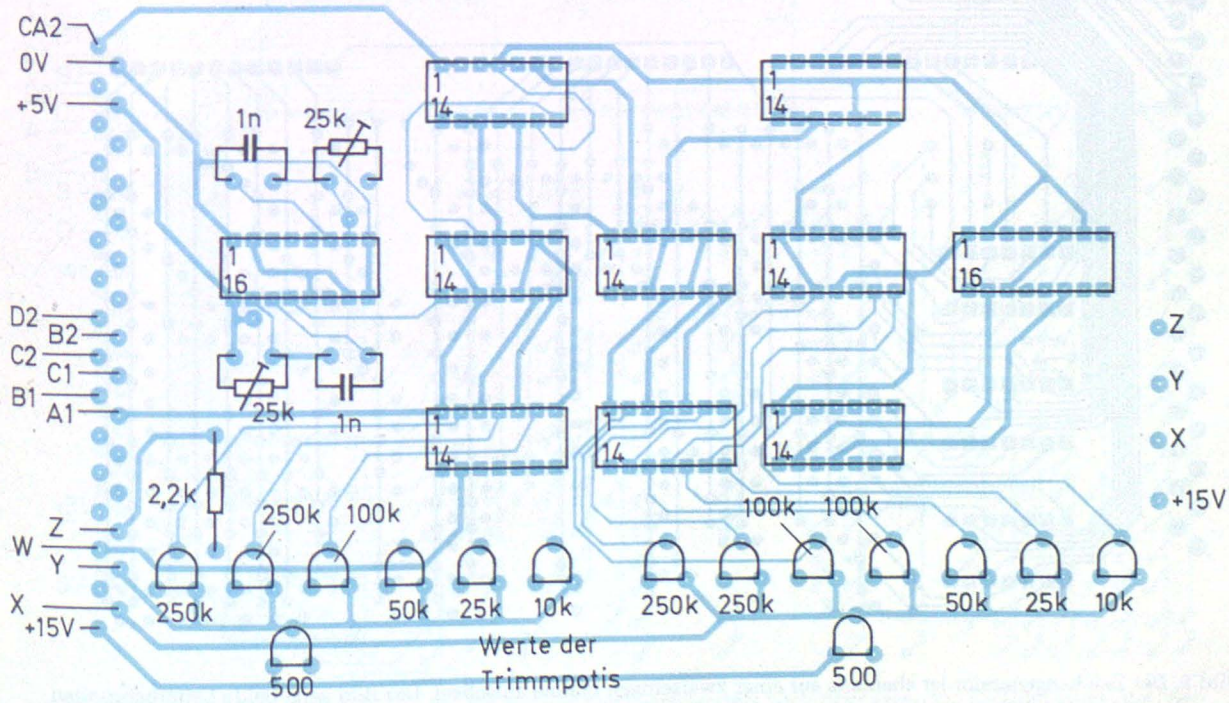


Bild 4. Bestückungsplan für das Steuerteil. Alle Bauteile sind auf dieser Platine untergebracht. IC-Bestückung: siehe Text

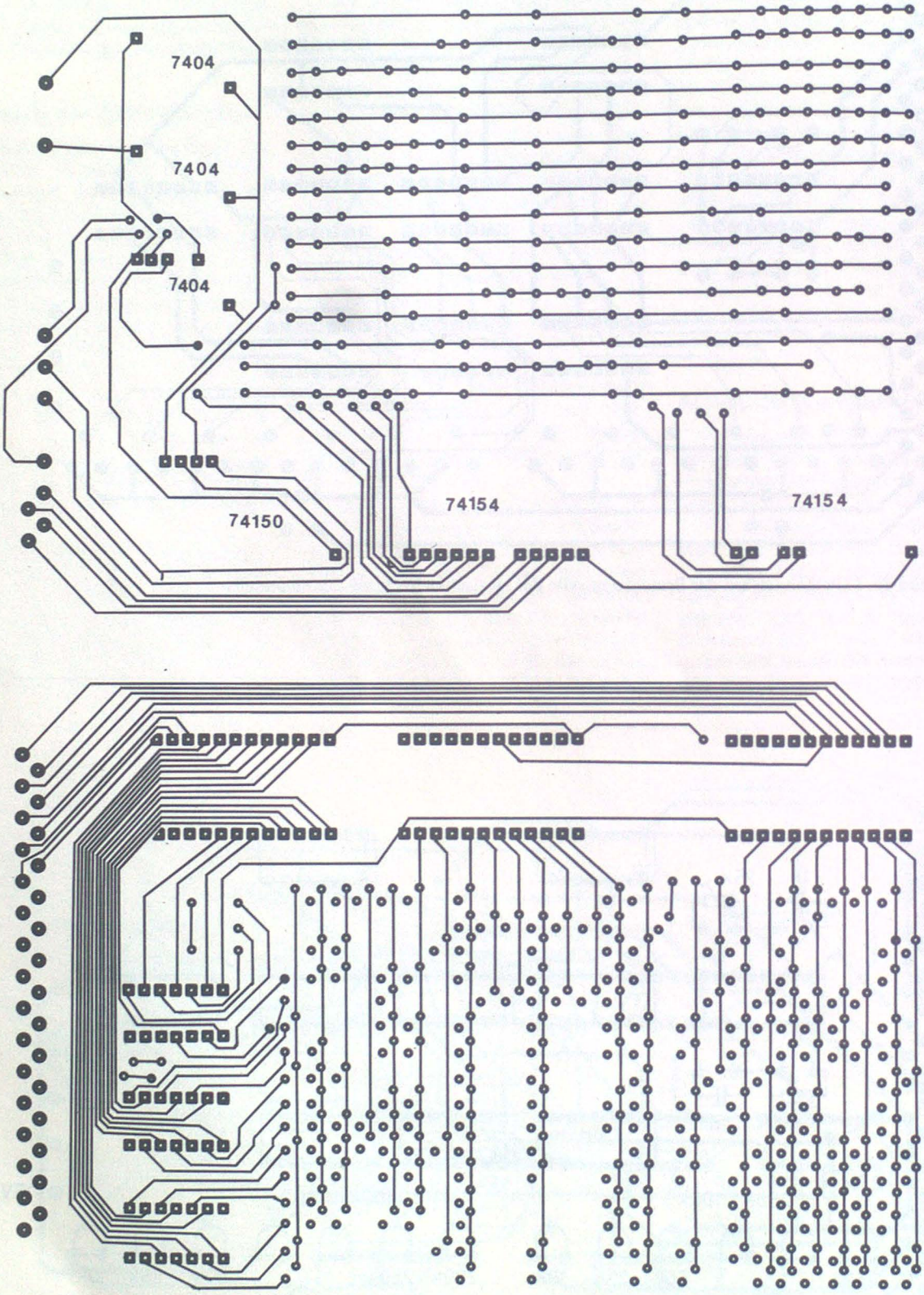


Bild 5. Der Zeichengenerator ist ebenfalls auf einer zweiseitigen Platine aufgebaut. Das Bild zeigt beide Leiterbahnseiten

Tabelle 1: Programm zur Zeichendarstellung auf dem Oszilloskop

```
0000  0F          SEI
0001  86 FF       LDAA   FF
0003  B7 80 04    STAA   8004
0006  86 3F  BILD  LDAAF
0008  B7 80 05    STAA   8005
000B  D6 4E       LDAB   TEMP3
000D  58          ASBL
000E  5C          INCB
000F  96 4C       LDAA   TEMP1
0011  97 4F       STAA   TEMP4
0013  96 4D       LDAA   TEMP2
0015  97 50       STAA   TEMP5
0017  DE4F        LDX    TEMP4
0019  A6 00       LDAAX  00
001B  B7 80 04    STAA   8004
001E  86 37       LDAA   37
0020  B7 80 05    STAA   8005
0023  5A    NEXTF DECB
0024  27 E0       BEQ    BILD
0026  0E          CLI
0027  3E          WAI
0028  20F9        BRA    NEXTF
002A  56          RORB
002B  25 13       BCS    M1
002D  59          ROLB
002E  DE 4F       LDX    TEMP4
0030  A6 00       LDAAX  00
0032  49          ROLA
0033  49          ROLA
0034  49          ROLA
0035  49          ROLA
0036  B7 80 04    STAA   8004
0039  7C 00 50    INC    TEMP5
003C  B6 80 04    LDAA   8004
003F  3B          RTI
0040  59    M1    ROLB
0041  DE 4F       LDX    TEMP4
0043  A6 00       LDAAX  00
0045  B7 80 04    STAA   8004
0048  B6 80 04    LDAA   8004
004B  3B          RTI
004C              TEMP1  MSB
004D  –           TEMP2  LSB
004E  –           TEMP3
004F              TEMP4  MSB
0050              TEMP5  LSB

A000  00
A001  2A
```

Tabelle 2: Die einzelnen Programmabschnitte

0000	Interrupt-Maske setzen	004D	LSB Der Speicherbereich-Anfangsadresse
0001	PIA initialisieren (A-Seite als Ausgang)	004E	Anzahl der Speicherplätze
0024	Endlosschleife des Hauptprogramms	004F	MSB der Indexregister-Ablage
0027	Auf Interrupt warten	0050	LSB der Indexregister-Ablage
002A	Beginn des Interrupt-Programms	A000	MSB der Interrupt-Anfangsadresse
004C	MSB der Speicherbereich-Anfangsadresse	A001	LSB der Interrupt-Anfangsadresse

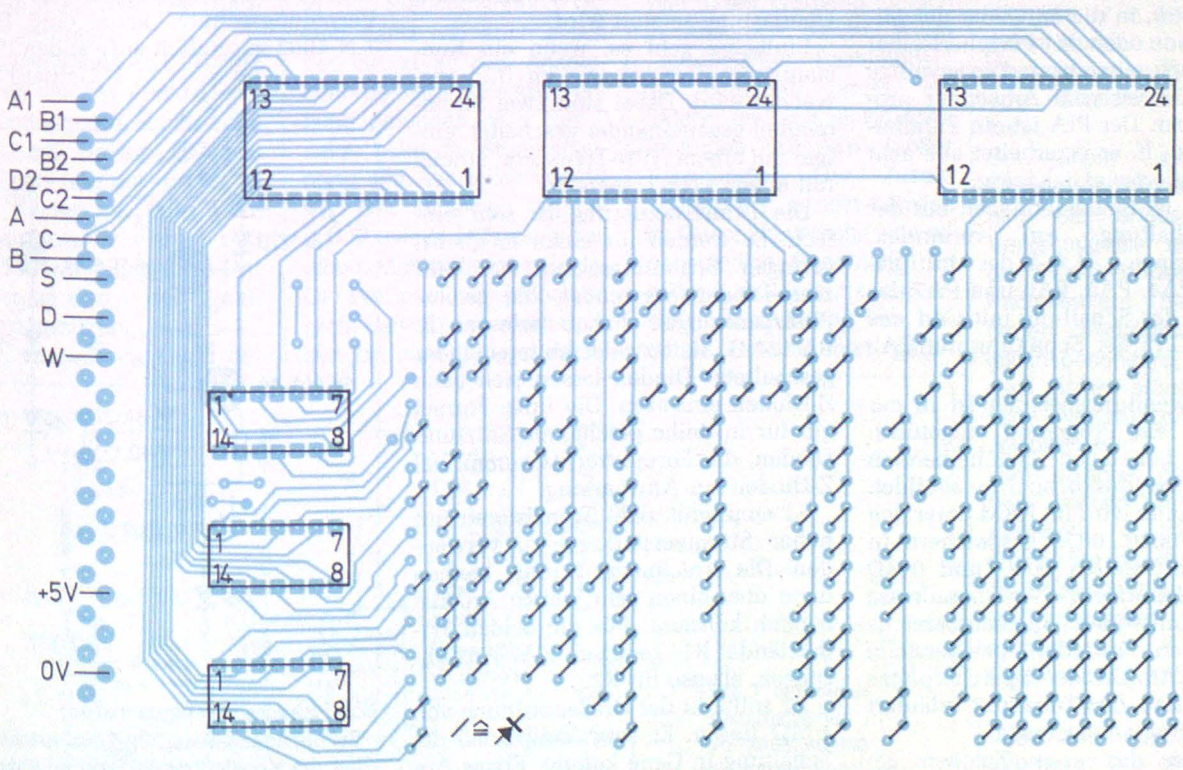


Bild 6. Auf dieser Platinenseite werden alle Dioden des Zeichengenerators nach dem gezeigten Beispiel eingelötet. Bei der Bestückung der Platine mit den ICs ist sorgfältig auf die Pinbezeichnungen auf der Platine zu achten.

nommen wird. Dabei ist darauf zu achten, daß die ICs anhand der Pinbezeichnungen auf den Platinen-Layouts jeweils auf der richtigen Seite der Platine eingesetzt werden. Alle 210 Dioden sind Universal-Si-Dioden, z. B. 1N4148.

Bei der Inbetriebnahme setzt man die Zähler der Reihe nach ein und stellt die Punkt-, Zeichen- und Zeilenabstände mit den entsprechenden Trimmpotentiometern ein.

Mit den beiden 500-Ω-Potentiometern kann man die Größe des Gesamtbildes einstellen. Anschließend wird jede Ziffer durch Anlegen des entsprechenden Bitmusters an den Multiplexer überprüft. Auf dem ganzen Schirm erscheint dann natürlich das gleiche Zeichen.

Anschluß an Prozessor

Zur Verwendung der Schaltung als Anzeigemodul für ein Mikroprozessorsystem sind sechs Leitungen herausgeführt: vier Datenleitungen, auf denen das jeweilige Zeichen übertragen wird, und zwei Steuerleitungen.

Das Zusammenwirken zwischen Mikroprozessor und Anzeigemodul wird am Beispiel des Mikroprozessors-Kits MEK 6800 D2 erklärt. Das 6800-System besitzt einen sogenannten Interface-Baustein, den PIA (Peripheral Interface Adapter) MC6820 [4]. Er enthält mehrere Register, unter anderem zwei Ausgangsregister, in die entweder der Mikroprozessor oder das Peripheriegerät Daten einschreiben kann. Die jeweilige Arbeitsweise ist vom Anwender programmierbar. Der PIA ist ein Parallelinterface; d. h. er verarbeitet alle acht Bit eines Wortes gleichzeitig.

Der PIA ist folgendermaßen mit der Anzeigeschaltung zu verbinden: Adreßeingänge A, B, C, D des Multiplexers mit PA4, PA5, PA6 und PA7 des PIA. CA1 der Schaltung mit CA1 des PIA und CA2 der Schaltung mit CA2 des PIA.

Als Anwendungsbeispiel ist in der *Tabelle 1* ein Programm aufgeführt, das einen beliebigen Speicherbereich auf dem Oszilloskopschirm abbildet. Das Programm wird im RAM unter den Adressen 0000...0050 gespeichert. In den Speicherstellen 004C und 004D muß der Benutzer die Anfangsadresse des abzubildenden Speicherbereichs einschreiben, in die Speicherstelle 004E die Anzahl der Speicherplätze (maximal 64). Die Tabelle 2 erläutert wichtige Programmschritte.

Nachdem das erste Zeichen geschrieben ist, erscheint an CA1 ein Impuls, der über die Interruptleitung den Mikroprozessor dazu veranlaßt, den nächsten Speicherplatz anzuwählen und dessen Inhalt in den Interface-Baustein zu schreiben. Von dort kann er durch die Schaltung ausgelesen werden. Wenn die gewünschte Anzahl der Zeichen erreicht ist, gibt der Mikroprozessor über die CA2-Leitung einen Reset-Impuls ab, welcher sämtliche Zähler zurücksetzt und damit den Strahl wieder in eine definierte Anfangsposition bringt. Da sich das Programm in einer Endlosschleife befindet, beginnt das Schreiben von neuem. Das Programm wird über die Sedezimaltastatur des Kits eingegeben.

Literatur

[1] Das TTL-Kochbuch. Texas Instruments, Seite 107.

[2] Das TTL-Kochbuch. Seite 131.

[3] The TTL Data Book for Designe Engineers. Texas Instruments.

[4] Applications Manual. Motorola Semiconductors.

Stichworte zum Inhalt

Sedezimaltastatur, Punktmatrix Mikroprozessor-Kit MEK 6800 D2, PIA-Baustein.

Schaltungskniff

Konstantstrom-Zweipol

Leuchtdioden sollen bekannterweise mit einem konstanten Strom betrieben werden, im Gegensatz zu Glühlampen, die für gleichbleibende Helligkeit eine konstante Spannung benötigen. Wenn nun LEDs über einen Widerstand an einer sich stark ändernden Spannungsquelle betrieben werden sollen, kommt es zu Komplikationen.

Bei einem Betriebsstrom von 20 mA an 5 V muß der Vorwiderstand 180 Ω/¼ W betragen, bei 24 V dagegen 1,2 kΩ und etwa 1 W. Man kann nun einen Widerstand wählen, der dazwischen liegt – mit dem Nachteil, daß die LED bei der kleinsten Spannung schon recht dunkel wird und bei der größten Spannung unter Umständen durch Überlastung zerstört wird.

Einfacher geht es, wenn ein Konstantstrom-Zweipol wie im Bild verwendet wird. Dabei sind zwei Stromquellen gegeneinander geschaltet, einmal mit einem NPN-Transistor, einmal mit einem PNP-Transistor.

Die Dimensionierung ist sehr einfach. Es werden für einen möglichst geringen Spannungsabfall vier Silizium-Dioden verwendet, die genaue Flußspannungen haben wie z. B. BA 127 D. Statt zweier hintereinander geschalteter Dioden lassen sich auch Z-Dioden einsetzen. Die linke Formel gilt für in Reihe geschaltete Silizium-Dioden, die Formel rechts kommt bei Z-Dioden zur Anwendung.

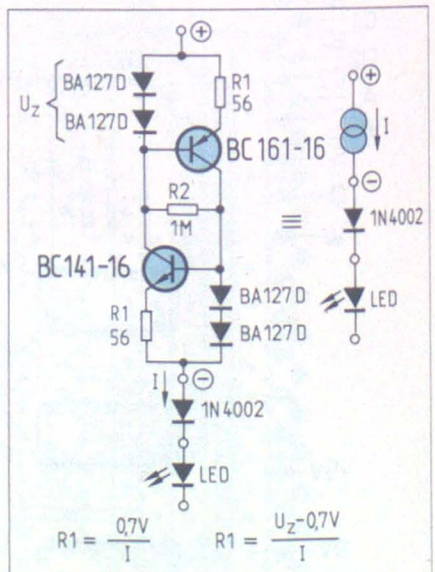
Es empfiehlt sich, Transistoren mit hoher Stromverstärkung zu verwenden. Die errechneten Ströme bleiben dann über einen sehr weiten Arbeitsbereich konstant. Für die beiden Widerstände R1 genügen ¼-W-Ausführungen, ebenso für R2.

R2 sollte in der Größenordnung von 1 MΩ liegen. Er sorgt dafür, daß die Schaltung in Gang kommt. Etwas Augenmerk ist auf die zulässige Verlustleistung der beiden Transistoren zu richten. In der angegebenen Dimensionierung müssen noch keine besonderen Kühlmaßnahmen ergriffen werden. Bei der maximalen Betriebsspannung von 60 V entstehen etwa 0,8 W Verlustleistung, die je zur Hälfte von beiden Transistoren verkraftet werden muß.

Die untere Grenze für eine einwandfreie Funktion liegt bei etwa 4...5 V. Die Schaltung wurde zur Überwachung der Ausgangsspannung einer einstellbaren Spannungsquelle verwendet im Bereich von 5...42 V. Die LED sollte nur die Anwesenheit der Spannung anzeigen und im Kurzschlußfall ausgehen.

Die Schaltung läßt sich sehr kompakt aufbauen und z. B. anstelle eines Widerstandes in eine Platine oder ein Gerät einbauen. Wer noch Wert legt auf Verpolungsschutz, kann eine Diode 1 N 4002 zusätzlich aufwenden.

Gerhard Haas



I = gewünschter Konstantstrom

Bei der angegebenen Dimensionierung hat der Konstantstrom-Zweipol einen Arbeitsbereich von 4...60 V. Der Strom beträgt über den gesamten Bereich etwa 13 mA, die maximale Verlustleistung 0,8 W

Jörg Rehrmann

Induktivitäts-Meßgerät

In zahlreichen Schaltungen, vor allem auf dem Hf-Gebiet, benötigt man Induktivitäten aller Art. Vorwiegend bei Spulen mit kleinen Induktivitäten und bei solchen mit Anzapfung ist man oft auf das Selbstwickeln der Spulen angewiesen.

Die Berechnung von Spulen ist meistens recht aufwendig, und aufs Probieren der richtigen Windungszahl ist auch kein Verlaß. In solchen Fällen kann sich das hier beschriebene Induktivitäts-Meßgerät als ein nützliches Hilfsmittel erweisen. Es mißt Induktivitäten im Bereich von 100 nH bis 400 mH und zeigt sie direkt auf der linearen Skale eines Spannungsmeßgerätes an. Die Ungenauigkeit liegt – je nach Aufbau – bei 5...10 %, was für die praktische Anwendung völlig ausreicht.

Schwingkreis bestimmt Oszillator-Frequenz

Zur Messung einer Induktivität L_x wird diese zunächst mit einem unveränderlichen Kondenstor C parallel geschaltet. Dieser Schwingkreis bestimmt die Frequenz einer Oszillator-Schaltung. Die Resonanzfrequenz ergibt sich dann aus der Formel

$$f_x = \frac{1}{2\,\pi\,\sqrt{L_x \cdot C}}\,.$$

Durch Umstellen der Gleichung ergibt sich

$$L_x = \frac{1}{4\,\pi^2 \cdot C \cdot f^2}\,.$$

Da das Produkt $4 \cdot \pi^2 \cdot C$ in diesem Fall konstant ist, gilt:

$$L_x \approx \frac{1}{f^2}\,.$$

Die so gewonnene Frequenz wird dann auf zwei hintereinandergeschaltete Integratoren gegeben, die ein Tiefpaßfilter mit einer Steilheit von 12 dB/Oktave bilden. Dies bedeutet, daß bei Verdopplung von f die Ausgangswechselspannung U_a des zweiten Integrators auf ein Viertel des ursprünglichen Wertes zurückgeht.

Es gilt also die Beziehung

$$U_a \sim \frac{1}{f^2}\,.$$

Wenn aber sowohl U_a als auch L_x proportional zu $\frac{1}{f^2}$ sind, so ist U_a proportionale zu L_x. Durch Messung von U_a mit einem Wechselspannungsmeßgerät läßt sich dann L_x direkt auf der Skala des Voltmeters ablesen.

Teilerketten erweitern den Meßbereich

Bild 1 zeigt den Schaltplan des Gerätes. Die bereits erwähnte Oszillatorschaltung besteht aus den Transistoren T2, T3 und dem Schwingkreis C1, L_x. Der Regeltransistor T1 sorgt dafür, daß die Effektivspannung am Schwingkreis etwa 0,2 V nicht übersteigt. Der FET T4 koppelt die Sinusschwingung hochohmig aus und verstärkt sie zusammen mit T5 und T6. Da die Integratoren nur in einem begrenzten Frequenzbereich arbeiten können, die Schwingfrequenz aber – je nach Größe der angeschlossenen Induktivität – etwa zwischen 1 kHz und 2 MHz liegen kann, muß eine umschaltbare Frequenzteilerkette vorgesehen werden.

Die Teilerkette besteht aus zwei Dezimalzählern (IC1 und IC2) und einem Binärzähler (IC3). Der Meßbereich ist

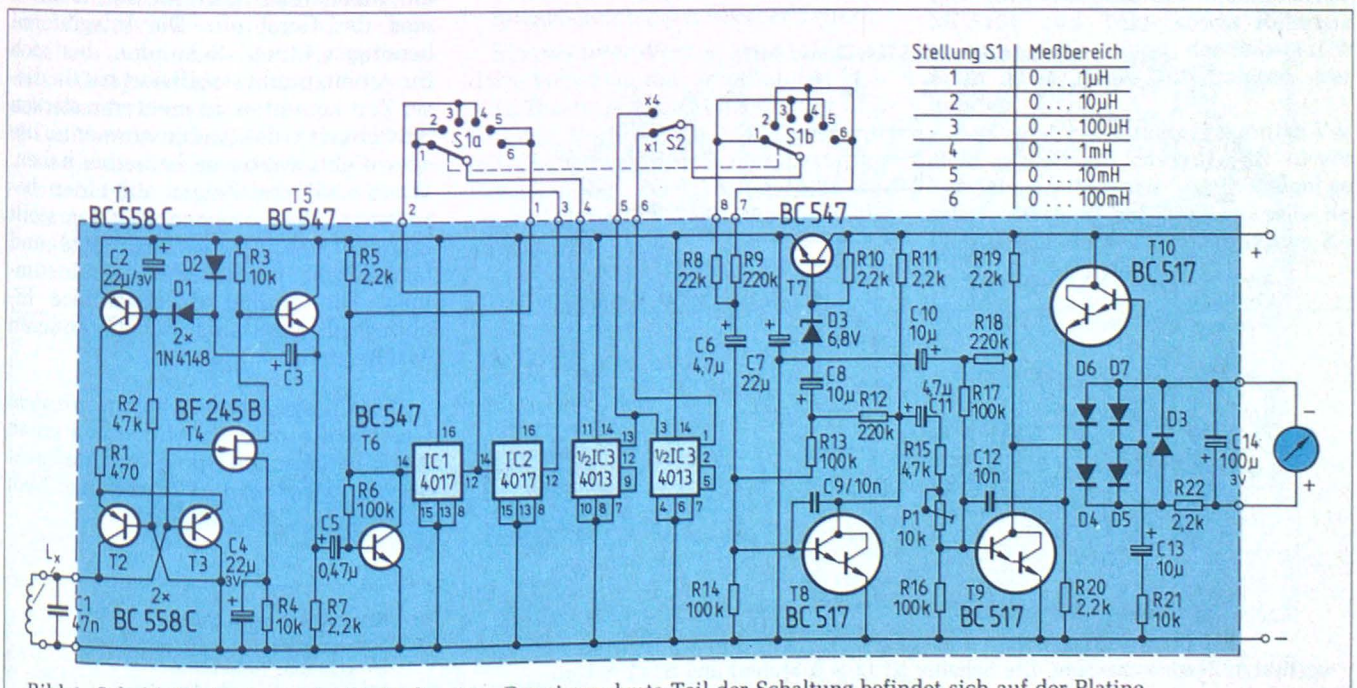


Bild 1. Schaltbild des Induktivitäts-Meßgerätes. Der eingerahmte Teil der Schaltung befindet sich auf der Platine

mit S1 über sechs Dekaden wählbar. Eine weitere Meßbereichserweiterung zwecks größerer Ablesgenauigkeit bei sonst kleinen Ausschlägen bietet der Schalter S2; in Stellung x4 muß der angezeigte Wert mit dem Faktor 4 multipliziert werden, um den tatsächlichen Wert zu erhalten. Im empfindlichsten Bereich ist die Induktivität bei Vollausschlag 1 µH, im unempfindlichsten Bereich beträgt sie 400 mH.

Der erste Integrator ist mit dem Darlingtontransistor T8 aufgebaut, der zweite mit den Darlingtons T9 und T10. Er ist direkt mit einem Spannungs-/Strom-Konverter kombiniert. Der Wechselstrom wird mit dem Brückengleichrichter D4...D7 gleichgerichtet und mit einem Drehspuleninstrument gemessen.

Bei Meßwerken sollte die Schutzschaltung R22, D8 und D9 direkt am Meßwerk angebracht werden, um dieses vor Zerstörung zu schützen. In Multimetern ist diese Schutzschaltung meistens eingebaut.

Das verwendete Meßinstrument sollte eine Empfindlichkeit von 50 µA für Vollausschlag und eine Skaleneinteilung haben, an deren Ende eine Zehnerpotenz (0-1, 0-10, 0-100 usw.) steht. Bei anderen Skaleneinteilungen muß entweder umgerechnet oder – bei geringen Abweichungen von der empfohlenen Einteilung – das Trimmpoti P1 entsprechend eingestellt werden.

Es ist auch der Anschluß von Meßinstrumenten möglich, deren Empfindlichkeit nicht wesentlich über 100 µA bzw. unter 25 µA liegt. In jedem Falle sollte das Produkt aus diesem Strom und dem Widerstand R21 etwa 0,5 V sein.

Die Schaltung kann mit einer 9-V-Batterie versorgt werden. Die Stromaufnahme betrug beim Mustergerät je nach angeschlossener Induktivität 10...20 mA. Wenn keine oder eine sehr kleine Spule angeschlossen ist, erreicht die Stromaufnahme ihren Höchstwert.

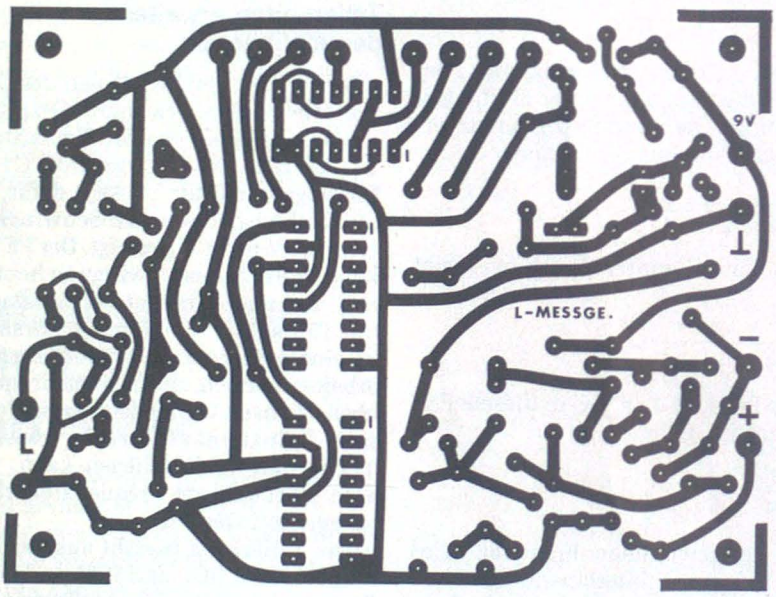


Bild 2. Platinen-Layout zum Aufbau der Schaltung

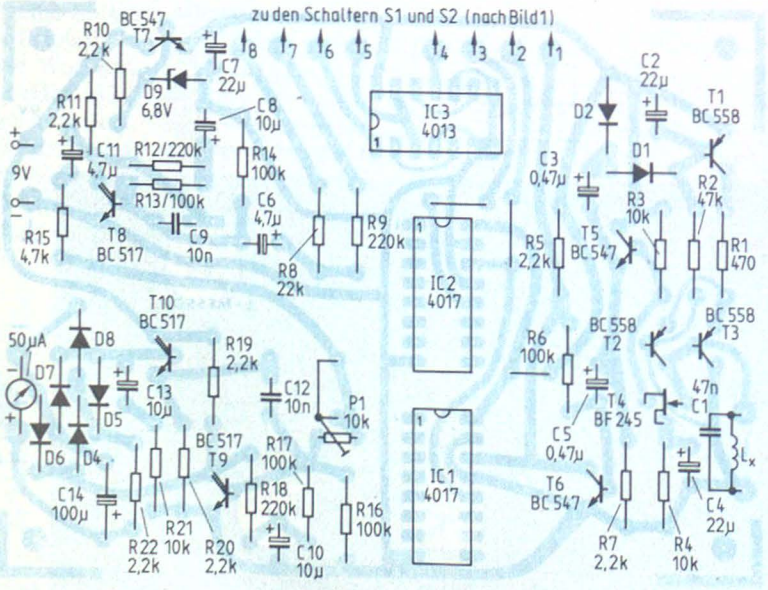


Bild 3. Bestückungsplan. Die Schalter S1 (2 × 6 Stufen) und S2 (1 × Um) werden an den Stiften 1...8 nach Bild 1 angeschlossen

Aufbau auf Platine

Beim Bau der Schaltung ist eigentlich nur darauf zu achten, daß sich der Kondensator C1 nicht auf der Platine, sondern direkt an der Meßstelle befindet, also da, wo die Spule angeschlossen ist. Der Schwingkreis sollte sehr nahe an der Platine liegen. *Bild 2* zeigt das Layout der Platine und *Bild 3* den Bestückungsplan.

Der Abgleich der Schaltung ist sehr einfach. Man benötigt hierfür jedoch eine möglichst engtolerierte bekannte Induktivität, die man an das Gerät anschließt. Nachdem man einen geeigneten Meßbereich gewählt hat, schaltet man das Gerät ein. Die Integratoren benötigen einige Sekunden, bis sich ihr Arbeitspunkt stabilisiert hat; in dieser Zeit kommt es zu mehreren starken Ausschlägen des Meßinstruments, die aber nichts weiter zu bedeuten haben. Wenn sich der Zeiger auf einen bestimmten Wert eingependelt hat, stellt man P1 so ein, daß angezeigte und tatsächliche Induktivität übereinstimmen. Die einmal durchgeführte Eichung gilt dann auch für alle anderen Meßbereiche.

Beim praktischen Arbeiten mit dem Gerät sollte man erst für einen guten Kontakt zwischen Spule und Meßgerät sorgen, bevor man es einschaltet. Man spart damit Batteriestrom.

Stichworte zum Inhalt
Schwingkreis, Resonanzfrequenz, Integratoren, Teilerkette, Meßwerk-Schutzschaltung.

Ing. (grad.) Michael Arnoldt

Vorverstärker und Teiler für 700 MHz

Nachdem die ECL-Technik den Aufbau schneller Frequenzteiler ermöglichte, entstand zunächst Bedarf an geeigneten Vorverstärkern. Der Nachbau diskret aufgebauter Verstärker bis etwa 700 MHz erwies sich häufig als zu schwierig, so daß man bald auf Hybridschaltungen für Antennenverstärker überging. Die Herstellung von Breitbandverstärkern in Dünnschichttechnik (z. B. Valvo OM335) brachte entscheidende Fortschritte. Nachteilig wirkt sich jedoch die relativ hohe Betriebsspannung (typ. 24 V) dieser Verstärker aus.

Die Verwendung einer hohen Betriebsspannung für Breitbandverstärker erleichtert es, ein gutes Verhältnis von Verstärkung zu Intermodulation zu erzielen. Im Unterschied zum Einsatz in Antennenverstärkern spielt der Intermodulationsabstand für Vorverstärker in Frequenzzählern keine Rolle, so daß die Ein- und Ausgangsspannungen weit höher gewählt werden können, als es breitbandige Antennenverstärkeranwendungen zulassen würden.

Gemeinsame Spannung für Vorverstärker und Teiler

Die Schaltung nach *Bild 1* zeigt einen Vorverstärker und zwei nachgeschaltete Frequenzteiler. Die verwendeten Komponenten weisen einige entscheidende Vorzüge auf.

- Der Vorverstärker MC 5156 von NEC ist für eine Betriebsspannung von typisch 12 V konzipiert. Die Verstärkung beträgt dabei 15 dB zwischen 30 MHz und 890 MHz. Mit Verringerung auf 5 V sinkt die Verstärkung nur um etwa 3 dB, so daß Verstärker und Teiler an einer gemeinsamen 5-V-Versorgungsspannung arbeiten können. Die Stromaufnahme des Verstärkers beträgt ca. 15 mA bei 5 V. Er ist zweistufig aufgebaut und verfügt über eine Gegentaktendstufe.
- Als Eingangsteiler wird das IC 11C90 (Fairchild) benutzt, das bis etwa 700 MHz mit einer effektiven Eingangsspannung von maximal 130 mV auskommt. *Bild 2* zeigt den erforderlichen Eingangsspannungswert in Abhängigkeit von der Frequenz. Parameter ist die Temperatur des 11C90. Durch Kühlung läßt sich der Frequenzbereich nach oben erweitern.

Ein weiterer Vorzug des 11C90 ist darin zu sehen, daß er außer den ECL-Ausgängen Q4 und $\overline{Q4}$ über einen TTL-Ausgang verfügt (Pin 11). Damit entfällt die Notwendigkeit, einen externen Pegelwandler zur Ansteuerung des nachfolgenden TTL-Teilers SN74196 einzufügen.

Ein- und Ausgangswiderstand der Hybridschaltung MC5156 betragen etwa 75 Ω. Die Fehlanpassung an 50-Ω-Leitungen ist tragbar. Der Frequenzgang der Schaltung weist eine merkliche Abnahme der Verstärkung erst oberhalb 700 MHz und unterhalb von 10 MHz auf.

Ein wesentliches Merkmal des ICs 11C90 ist der integrierte 400-Ω-Widerstand, über den eine interne ECL-Referenzspannung an Stift 15 herausgeführt wird. Verbindet man den Takteingang T (16) mit Stift 15, so ist der Eingangsteiler automatisch auf die richtige Vorspannung eingestellt. Die externe Zuführung einer Spannung über das Potentiometer P und den 1-kΩ-Widerstand erlaubt durch manuelle Feinabstimmung die optimale Empfindlichkeit zu erzielen. *Bild 3* zeigt die so gemessenen minimalen Eingangsspannungen. Der steile Anstieg an der oberen Frequenzgrenze wird z. T. durch den logarithmischen Maßstab der Frequenzachse hervorgerufen.

Dem IC 11C90 ist ein Teiler SN 74196 nachgeschaltet, der bis mindestens 70 MHz arbeitet, so daß die maximale Eingangsfrequenz allein vom Teiler 11C90 bestimmt wird. Die Stromaufnahme der gesamten Schaltung beträgt 120 mA.

Besondere Maßnahmen beim Aufbau

Erfahrungen im Umgang mit ECL-Teilern und Verstärkern zeigen, daß der Aufbau auf Printplatten die obere Frequenzgrenze herabsetzt. Daher sind auf der vorliegenden Platine (*Bild 4*) Ein- und Ausgang des Vorverstärkers MC5156 und Takt- sowie Referenzspannungsanschlüsse des ICs 11C90 nicht über die Leiterbahnen verbunden.

Am Verstärkereingang ist einige Vorsicht geboten. In das mit Stift 10 verbundene Lötauge wird ein Lötnagel gesetzt, den man auf der Oberseite der Platine mit der Abschirmung des Ko-

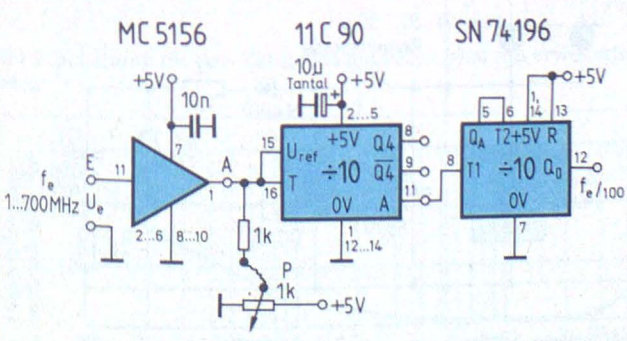


Bild 1. Schaltbild für Vorverstärker und Frequenzteiler

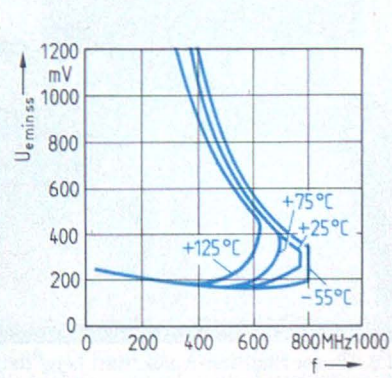


Bild 2. Erforderliche Eingangsspannung für IC 11C90 als Funktion von Frequenz und IC-Temperatur

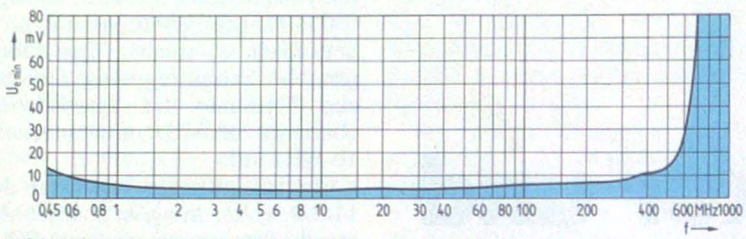


Bild 3. Empfindlichkeit der Schaltung nach Bild 1

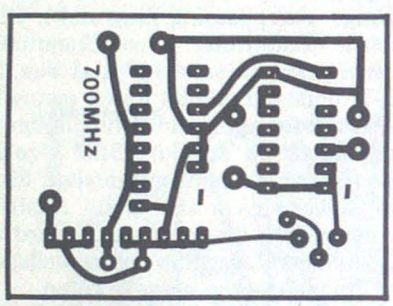


Bild 4. Platinenvorlage. Für die Stifte 1 und 11 des MC 5156 und die Stifte 15 und 16 des 11C90 sind keine Lötungen vorhanden

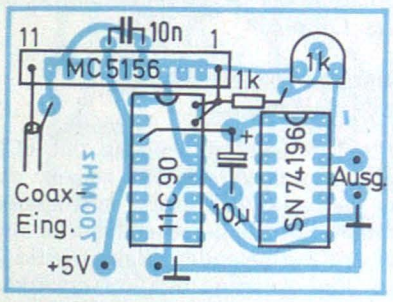


Bild 5. Bestückungszeichnung. Zu beachten ist, daß einige Anschlüsse auf der Bauteilseite verlötet werden (siehe Text)

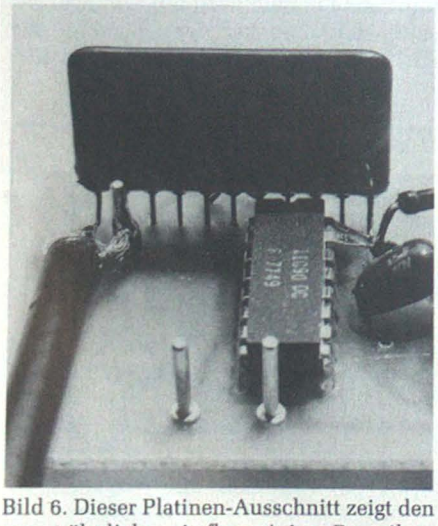


Bild 6. Dieser Platinen-Ausschnitt zeigt den ungewöhnlichen Aufbau einiger Bauteile

ax-Zuführung verlötet. Die Seele des Koax-Kabels führt direkt an den Eingangstift 11. Bei Verwendung eines Koax-Kabels mit starrem Innenleiter empfiehlt es sich, zwischen Verstärkeranschluß und Innenleiter ein kurzes Stück (maximal 1 cm) flexiblen Drahtes einzusetzen. *Bild* 5 zeigt die Platinenbestückung, *Bild* 6 einen Ausschnitt der fertigen Musterplatine.

Seit kurzem ist der Nachfolgetyp des MC5156, der dreistufige VHF/UHF-Verstärker MC5157 mit 25 dB Verstärkung bei 12 V Betriebsspannung verfügbar. Die Anschlußfolge entspricht der des MC5156.

Literatur

[1] NEC: Hybrid VHF-UHF-Amplifier MC 5156.
[2] Fairchild: 11C90, 650 MHz – 10/11-Prescaler.
[3] *Grimm, Josef:* 500-MHz-Zehnerteiler mit Vorverstärker für Frequenzzähler, UKW-Berichte 3/76.
[4] Valvo Brief: Antennenverstärkermoduln in Dünnschichttechnik.

Stichworte zum Inhalt
ECL-Technik, Hf-Vorverstärker MC 5156, Frequenzteiler 11C90, SN74196.

Schaltungskniff:

Treppenhauslicht mit Dimmereffekt

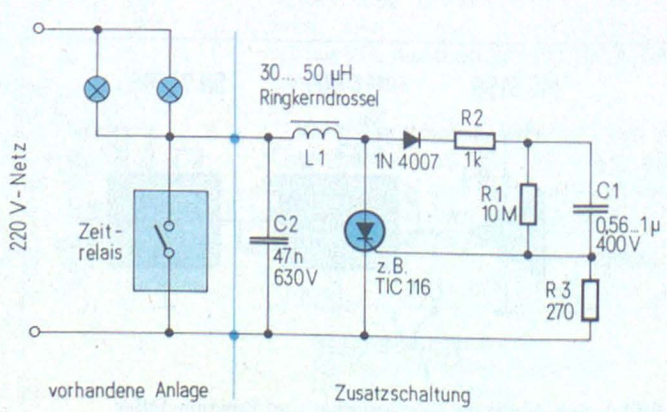
Um im Treppenhaus nicht immer unerwartet im Dunkeln zu stehen, habe ich die folgende Schaltung aufgebaut und parallel zum vorhandenen Zeitschalter angeschlossen. Als Gehäuse genügt eins in der Größe einer Streichholzschachtel!

Erst wenn das Lichtrelais nach Ablauf der festgelegten Leuchtdauer den Stromkreis unterbricht, wird die Zusatzschaltung aktiviert. Über C 1 erhält der Thyristor Steuerimpulse, und das Licht brennt mit halber Helligkeit weiter. Nach ca. 5 s ist C 1 voll aufgeladen, und das Licht erlischt langsam ganz. R 1 ist zur Wiederentladung von C 1 nötig, L 1 und C 2 dienen der Funkentstörung.

Zuerst wird die Schaltung ohne R 3 aufgebaut und probeweise mit dem Netz verbunden. Leuchtet die Lampe nur kurz auf, muß C 1 vergrößert werden. Leuchtet die Lampe zu lang oder erlischt überhaupt nicht, so wird für R 3 ein Poti (ca. 500 Ω) angeschlossen und der Widerstand so lange verringert, bis die gewünschte Brenndauer erreicht ist (5 bis 10 Sekunden haben sich als günstig erwiesen).

Gottfried Silberhorn

Ohne an der vorhandenen Anlage für die Treppenhausbeleuchtung etwas ändern zu müssen, kann ein Fade-Out-Effekt ergänzt werden



Josef Fenk

Zählbereich des SDA5680 erweitert

Frequenzzähler für LMK- und UKW-Empfänger

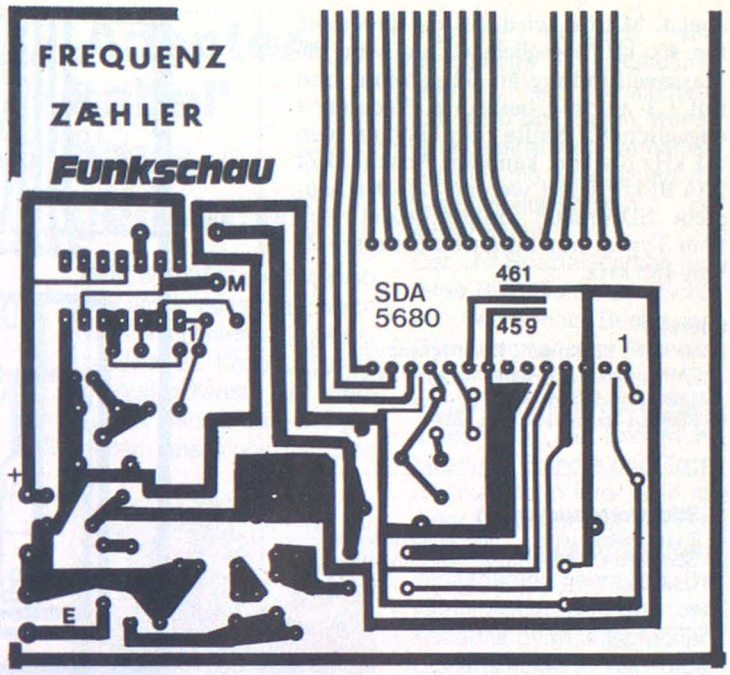


Bild 3. Platine zum Aufbau des Frequenzzählers. Sie enthält alle Bauteile einschließlich der LCD-Anzeige

Ein Frequenzzähler in einem Empfänger zählt üblicherweise die Oszillatorfrequenz und zieht dabei die Zwischenfrequenz ab, um die Empfangsfrequenz zu erhalten.

Die integrierte Schaltung SDA5680, eigentlich als Empfänger-Zählbaustein gedacht, eignet sich auch für eine direkte Frequenzmessung. Dafür muß nur die Zwischenfrequenz von etwa 459...461 kHZ zusätzlich an Pin 5 des ICs eingespeist werden [1]. Das zu zählende Signal wird an Pin 4 (LMK-Empfang) angelegt. Die Anschlüsse 6 und 7 bleiben frei (*Bild 1*), entsprechend dem Bereich K mit Doppelüberlagerung. Der Zählbereich unserer Musterplatine reicht von unter 100 kHz bis 40 MHz (Diagramm *Bild 2*). Als Anzeige dient das dazu entwickelte LCD-Display FAN5132T.

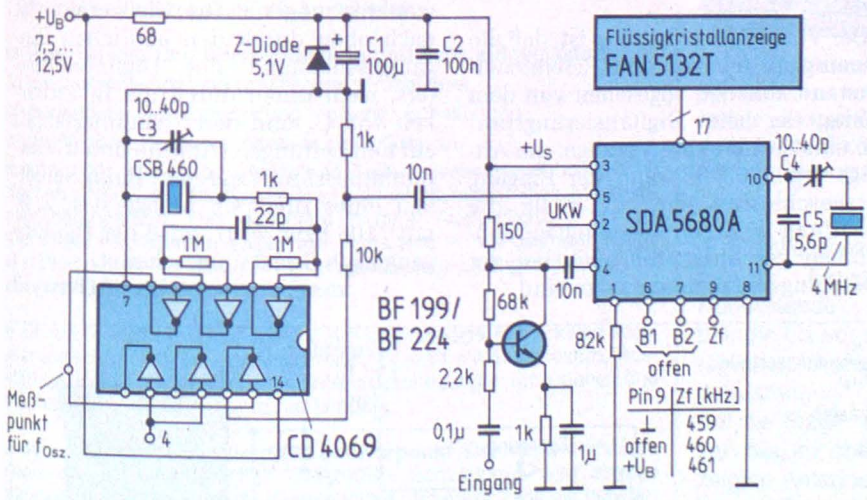


Bild 1. Schaltung für den Zählerbaustein SDA5680 mit erweitertem Frequenzbereich nach unten

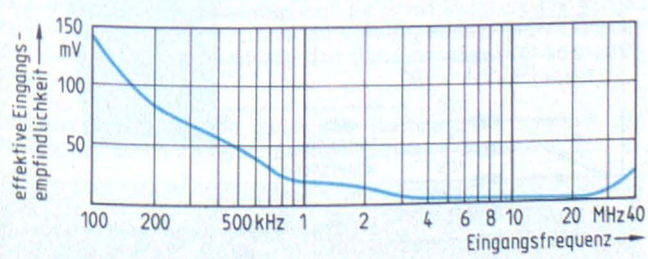


Bild 2. Das Diagramm zeigt die Eingangsempfindlichkeit in Abhängigkeit von der Eingangsfrequenz des Labormusters

CMOS-Inverter als Oszillator

Eine für diesen Zweck geeignete stabile Oszillatorschaltung läßt sich mit dem Sechsfach-Inverter 4069 auf der Platine nach *Bild 3* recht einfach aufbauen; den Bestückungsplan zu der Platine zeigt *Bild 4*. Das Keramikfilter CSB460 sorgt für die stabile Frequenz von 460 kHz, die über 10 nF auf Pin 5 des SDA5680 gelangt.

Der Oszillator wird mit einer Spannung zwischen 7,5 V und 12,5 V betrieben. U_B sollte nicht kleiner als 7,5 V gewählt werden, da der Oszillator dann nicht mehr sicher schwingt. Zur Versorgung des SDA5680A wird U_B mit einer ZPD 5,1 stabilisiert. C1 dient zur Glättung der Spannung, C2 unterdrückt mögliche Hf-Einstrahlungen.

Abgleich problemlos

Das Keramikfilter des Oszillators kann mit der Resonanzfrequenz ±2 kHz vom Sollwert abweichen. Deshalb liegt noch der Trimmer C3 parallel. Zum Abgleich der Schaltung ist ein kalibrierter Zähler erforderlich. Von dessen Genauigkeit hängt auch die Anzeigegenauigkeit dieser Schaltung ab.

Zum Abgleich wird Anschluß B2 (Pin 7 des SDA5680) auf Masse gelegt. Eine bekannte Frequenz f – z. B. 20 MHz – wird am Eingang einge-

speist. Mit C4 wird auf die Frequenz f = 460 kHz abgeglichen. Dann wird die Masseverbindung an B2 getrennt und mit C3 auf die bekannte Frequenz f abgeglichen. Sollte ein Fehler von ±1 kHz bleiben, kann am Anschluß Zf (Pin 9) korrigiert werden [2]. Der Baustein SDA5680B unterscheidet sich vom Typ A nur durch eine andere Zf von 452 kHz.

Literatur

[1] *Bichler, H; Krüger, P.*: Frequenzzähler für LMK- und UKW-Empfänger. FUNKSCHAU 1980, Heft 4, Seite 93.
[2] Siemens-Datenblatt: SDA 5680

Stichworte zum Inhalt
Zwischenfrequenz, Doppelüberlagerung, SDA5680A, FAN5132T, Keramikfilter CSB460.

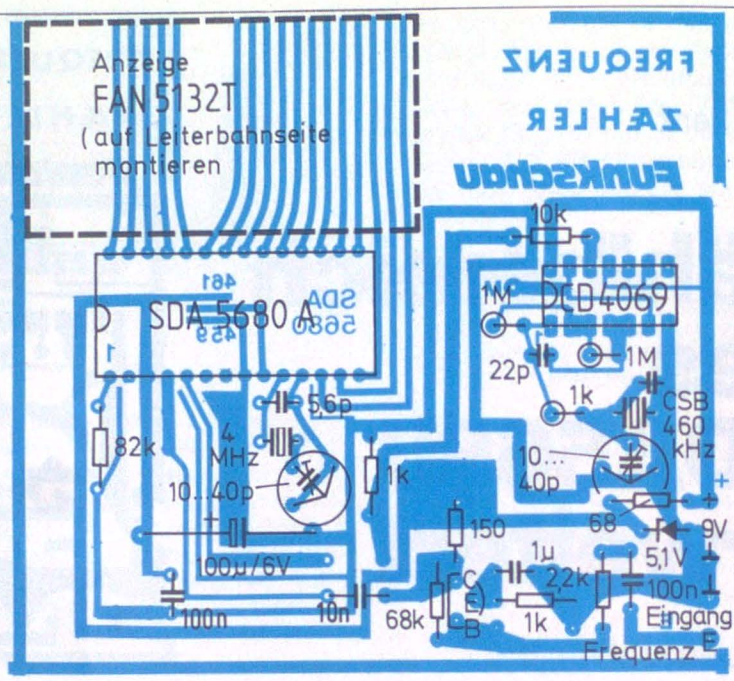


Bild 4. Beim Bestücken ist darauf zu achten, daß die Anzeige auf der Leiterbahnseite montiert wird. Die Kontaktierung erfolgt über ein spezielles Leitgummi. Bezugsquellen teilt die Redaktion auf schriftliche Anfrage gern mit

Schaltungskniff:

Widerstands-Messung mit DVM

Bekanntlich werden bei der Widerstandsmessung mit Digitalvoltmetern R/U-Wandler eingesetzt, die eine dem Widerstand proportionale Spannung erzeugen, die letztlich digitalisiert wird. Diese R/U-Wandler bergen zusätzliche Linearitäts- und Driftfehler, außerdem sind sie im Regelfall schlecht zu schützen.

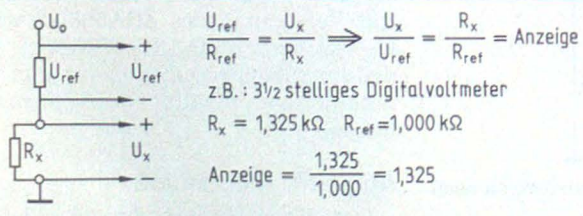
Der vorliegenden Schaltung liegt die Idee zu Grunde, daß in Digitalvoltmeter-Schaltungen, die nach dem sogenannten Dual-Slope-Verfahren arbeiten, eigentlich nur das Verhältnis einer unbekannten Spannung U_x zu einer Referenzspannung U_{ref} ermittelt wird (*Bild 1*). Da eine Widerstandsmessung zwischen dem unbekannten Widerstand und einem Normalwiderstand erfolgen kann, ist eine Widerstands/Spannungswandlung eigentlich überflüssig.

Der Vorteil der Schaltung ist, daß die Genauigkeit nur von dem Referenzwiderstand abhängt, abgesehen von dem Fehler, der beim Digitalisierungsprozeß entsteht. Weitere Vorzüge: die Anzeige ergibt 0000, wenn der Eingang kurzgeschlossen wird (R = 0); die Schaltung ist durch die gleichen Maßnahmen geschützt, die auch bei der Spannungsmessung wirksam sind.

Die Spannung U_o ist im Prinzip beliebig wählbar, sollte aber natürlich in einem für die Komparatoren im Digitalwandler günstigen Bereich liegen. Der Meßbereich beträgt bei einem 3½stelligen Digitalvoltmeter $2 \cdot R_{ref}$.

Auch Vierpunktmessung ist ohne weiteres möglich. Der Meßbereich ist nach oben durch den endlichen Eingangswiderstand des Digitalvoltmeters, nach unten durch die Belastbarkeit von U_o und den Spannungsabfall auf den Leitungen (Abhilfe durch Vierpunktmessung) begrenzt. Beim Selbstbau eines digitalen Meßgerätes, z. B. mit 7106 bzw. 7107, wird der U_{ref}-Eingang nach *Bild 2* umgeschaltet.

Gerrit Osswald



$$\frac{U_{ref}}{R_{ref}} = \frac{U_x}{R_x} \Rightarrow \frac{U_x}{U_{ref}} = \frac{R_x}{R_{ref}} = \text{Anzeige}$$

z.B.: 3½ stelliges Digitalvoltmeter

$R_x = 1{,}325\,k\Omega \quad R_{ref} = 1{,}000\,k\Omega$

$$\text{Anzeige} = \frac{1{,}325}{1{,}000} = 1{,}325$$

Bild 1. Prinzipschaltung zur Widerstands-Messung mit dem DVM 7106 bzw. 7107

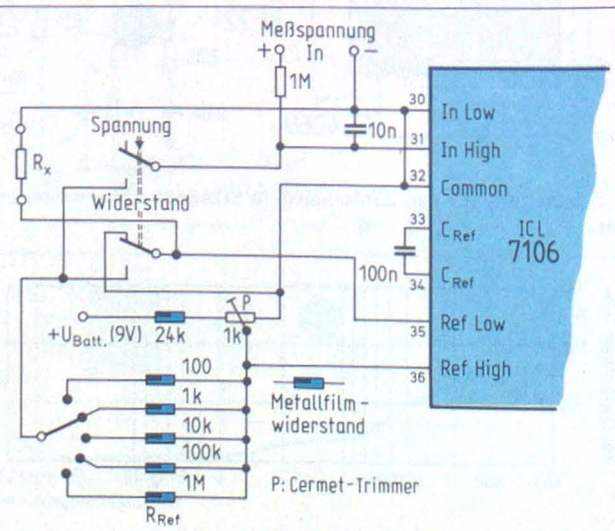


Bild 2. Praktische Ausführung für die Ergänzung zur Widerstandsmessung

Holger Eckardt

SSB-Sender für Kurzwelle

In drei Monaten 21 Länder auf dem 80-Meter-Band zu arbeiten ist mit einer durchschnittlichen Funkanlage eigentlich keine Besonderheit. Interessant wird die Sache erst, wenn die Senderausgangsleistung nur zwei Watt beträgt, und nicht etwa in CW, sondern in Telefonie. Daß dies im Bereich des Möglichen liegt, beweist die im Folgenden beschriebene kleine Senderschaltung.

Nicht nur auf dem 80-Meter-Band, auch auf den höheren Kurzwellenbändern oder als Exciter für ein 2-m-Gerät läßt sich der Sender mit Erfolg betreiben. Die Schaltung sei all jenen empfohlen, die sich bisher aus Furcht vor komplizierter Technik oder teuren Bauteilen noch nicht an den Selbstbau von SSB-Geräten gewagt haben.

Beschrieben wird ein Einseitenbandsender für ein beliebiges, maximal 500 kHz breites Bandsegment zwischen 2 MHz und 25 MHz. Die hier besprochene Version ist speziell für das 80-Meter-Amateurfunkband ausgelegt.

Nf-Verstärker mit einem OP

Die Funktionsweise der Schaltung geht aus der Blockschaltung (*Bild 1*) hervor. Dazu noch einige Details: Der Nf-Verstärker ist mit einem Operationsverstärker aufgebaut. Der Gegenkopplungswiderstand am OP 741 beträgt zweckmäßig – je nach Mikrofonpegel – 27 kΩ...68 kΩ (*Bild 2*). Die Beschaltung sorgt für eine Bandpaßcharakteristik der Durchlaßkurve; die −3-dB-Punkte liegen bei 300 Hz und 3,3 kHz. Zur Entkopplung gegenüber Wechselspannungsanteilen auf der Betriebsspannung liegt ein RC-Glied in der Gleichspannungszuführung des Mikrofonverstärkers.

Der BFO arbeitet statt mit einem Quarz mit einem billigen Keramikfilter als frequenzbestimmendes Element; die genaue Frequenz läßt sich mit T1 in geringen Grenzen verändern. Der Übertrager T2 dient als Symmetriewandler und zur Impedanztransformation, er arbeitet aperiodisch. Die beiden Kondensatoren von 15 pF, die primärseitig nach Masse gehen, dienen nur zur Kompensation der Sperrschichtkapazitäten der Ringmodulatordioden.

Drei Keramikfilter im Zf-Teil

Als Besonderheit werden im Zf-Verstärker statt eines teuren mechanischen oder Quarzfilters drei preisgünstige Keramikfilter benutzt. Obwohl diese Filter eigentlich für AM-Anwendung gedacht sind, erzielt man doch hinreichend kleine Bandbreiten und auch genügend Flankensteilheit, wenn man sie nur entsprechend schwach koppelt. Dies geschieht mit den 22-pF- bzw. 33-pF-Kondensatoren. Die Transistoren zwischen den Filtern gleichen in erster Linie die hohe Filterdämpfung aus.

Der symmetrische Sendermischer arbeitet im Gegentakt-AB-Betrieb. Der Eingangsübertrager T3 ist auf die Zwischenfrequenz abgestimmt, der Ausgangsübertrager T4 ist, wie T2, nicht abgestimmt. Mit P3 wird die Symmetrie und damit die Unterdrückung der Oszillatorfrequenz eingestellt.

Die beiden Treiberstufen sind stark gegengekoppelt damit der Intermodulationsgrad des Signals klein bleibt. Die schwache Ankopplung der Stufen an die Schwingkreise T5 und T6 wirkt sich positiv auf deren Kreisgüte aus und verbessert somit die Spiegelfrequenzunterdrückung.

Die Endstufe arbeitet im AB-Betrieb. Die maximale Ausgangsleistung beträgt ca. 1,5 W (PEP), die Ausgangsimpedanz 50 Ω. Da die Oberwellendämpfung des Endverstärkers nur 23 dB beträgt, folgt noch ein zweistufiges Tiefpaßfilter. Dieses verbessert den Oberwellenabstand der ersten Harmonischen auf 46 dB, für alle höheren Harmonischen wird er dann entsprechend besser. Das Tiefpaßfilter wird frei auf einer kupferkaschierten Platte aufgebaut. Es ist nicht auf der Senderplatine vorgesehen.

Aufbau und Abgleich

Als Hilfmittel zum Abgleich ist neben der 12-V-Stromversorgung ein Oszillograph mit 10 mV/cm Eingangsempfindlichkeit und 10 MHz Grenzfrequenz nötig. Weiterhin braucht man einen Tongenerator, der eine sinusförmige Ausgangsspannung von 1000 Hz liefert. Der Klirrfaktor sollte nicht über 10% liegen. Zum genauen Abgleich des VFO ist ein Frequenzzähler nützlich, es reicht aber auch ein Empfänger für das 80-Meter-Band.

Bild 3 zeigt das Platinenlayout, *Bild 4* den Bestückungsplan. Es ist am besten, wenn der Sender Stufe für Stufe aufgebaut und in Betrieb genommen wird.

Zuerst bestückt man nur den Nf-Verstärker; nach Anlegen der Betriebsspannung kann man auf dem Oszillographen sofort sehen, ob er funktioniert (MP 1). Als zweites folgt der BFO. An der Sekundärseite von T1 muß eine sinusförmige Wechselspannung U_{ss} von ca. 1 V stehen, bei Verdrehen

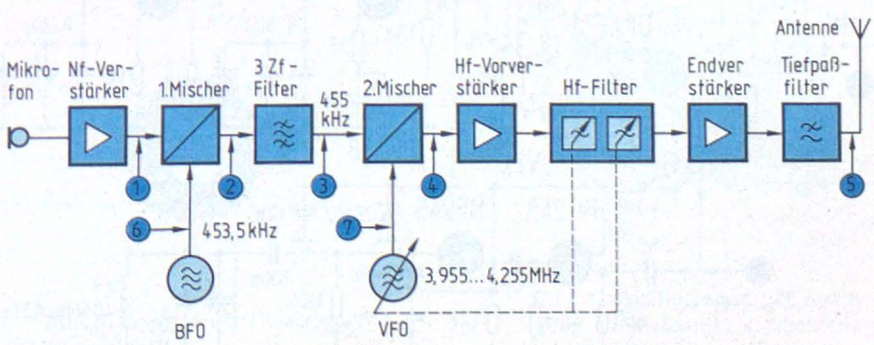


Bild 1. Typisches Blockschaltbild für einen SSB-Sender mit einem Abstimmbereich über das gesamte 80-m-Amateurband

des Kernes von T1 kann diese Schwingung unter Umständen abreißen.

Dann wird der Ringmodulator aufgebaut einschließlich T2. Nach Anlegen der Versorgungsspannung wird zunächst das Eingangspoti P1 auf Null gedreht und mit P2 der Ringmodulator so symmetriert, daß die Spannung an der Sekundärseite von T2 (MP 2) minimal wird. Hier dürfen jetzt nicht mehr als einige mV anstehen, gegebenenfalls muß man einen der beiden primärseitigen 15-pF-Kondensatoren durch einen Trimmer ersetzen. Es werden dann der Trimmkondensator und P2 abwechselnd solange verstellt, bis die Spannung an MP 2 nicht mehr kleiner wird, der Trimmer wird dann durch einen Festkondensator ersetzt. Auf diese Weise erreicht man eine Trägerunterdrückung von 60 dB und mehr.

Ist die Trägerunterdrückung in Ordnung, wird am Mikrofoneingang ein Signal von 10 mV und 1 kHz angelegt. Wenn man P1 nun aufdreht, muß an Meßpunkt 2 ein Signal gemäß *Bild 5* anstehen, die Amplitude liegt bei 50 mV.

Als nächsten Schritt bestückt man den Zf-Verstärker und den 2. Mischer

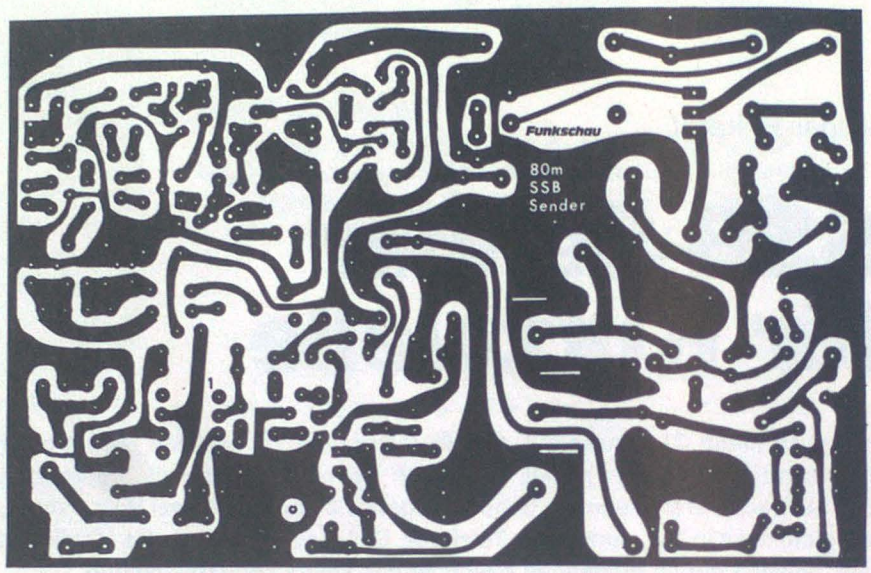


Bild 3. Erprobtes Platinen-Layout für den 80-m-Sender. Außer dem Tiefpaß sind alle Bauteile auf der Platine vorgesehen

einschließlich T4 (*Bild 6*). Den Tastkopf des Oszillographen verbindet man jetzt mit dem Kollektor des letzten Zf-Transistors (MP 3). Am Mikrofoneingang liegt das Testsignal (10 mV, 1 kHz), P1 steht auf Mitte. Mit T1 wird die Spannung an MP 3 auf einen maximalen Wert abgeglichen, dasselbe geschieht dann mit T3. Bei Vollaussteuerung sollte die Spannung an diesem Punkt eine Amplitude U_{ss} von 8 V haben, den Zeitverlauf der Spannung

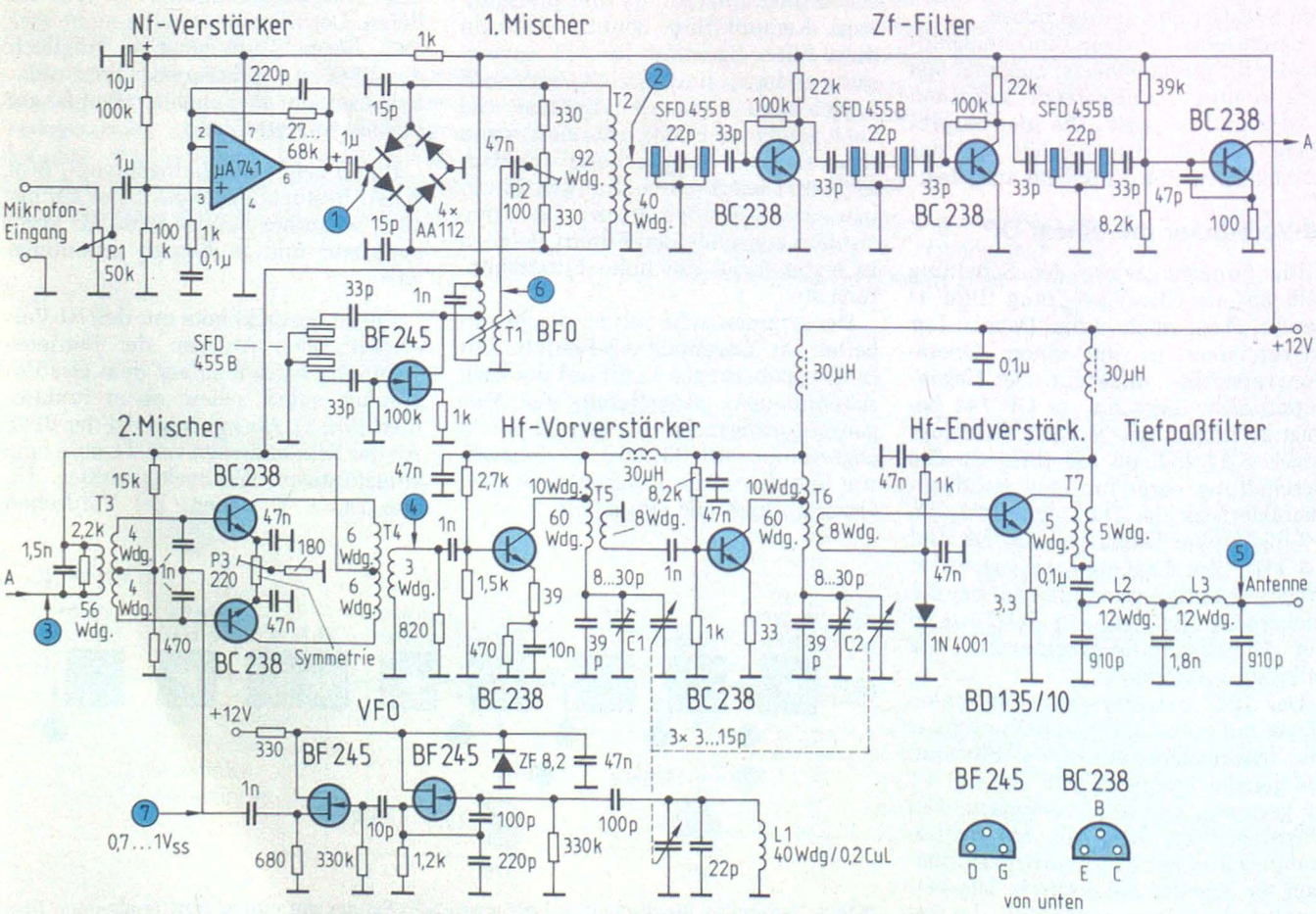


Bild 2. Vollständiges Schaltbild des SSB-Senders, der je nach Bauteile-Toleranzen 1,5...2 W Hf-Leistung abgibt

zeigt *Bild 7*. Die leichte Welligkeit, die man auf der Kurve bei langsamer Ablenkung erkennen kann, ist ein Maß für die Restseitenbandunterdrückung.

Für einwandfreien SSB-Betrieb reicht bereits ein Verhältnis der Amplitude der überlagerten Spannung zur Gesamtamplitude von 1:10, also 20 dB, meist ist es aber wesentlich besser. Beim Übergang zu niedrigen Modulationsfrequenzen nimmt das Verhältnis jedoch etwas ab. Nun wird die Nf-Spannung wieder weggenommen und die Trägerunterdrückung noch einmal vorsichtig nachgestellt.

Sorgfältig aufzubauen: der VFO

Als nächste Stufe folgt der VFO. Die beiden Kondensatoren am FET (100 pF und 220 pF) sollten Styroflexkondensatoren sein, der Kondensator parallel zum Drehko ist keramisch. Die Spule L1 befindet sich auf einem Klemmspulenkörper und wird als erstes Teil auf die Platine gesteckt. Dann wird das eine Ende des Spulendrahtes in das Masseloch gesteckt und angelötet. Anschließend werden die 40 Windungen aufgebracht, und das andere Ende des Drahtes wird ebenfalls angelötet. Nun bestückt man die Platine mit den restlichen VFO-Teilen, ganz zum Schluß wird der Drehkondensator befestigt.

Dazu werden dessen Lötfahnen mit einem Seitenschneider abgezwickt und statt dessen Drähte direkt an die Punkte gelötet, an denen auch die Statorplatten befestigt sind. Drähte und masseseitige Lötlaschen des Drehkos werden in die dafür auf der Platine vorgesehenen Löcher und Schlitze gesteckt, so daß er direkt auf dieser aufsitzt. Danach wird der Kern der Spule so eingestellt, daß die VFO-Frequenz von 3945 kHz bis 4265 kHz verläuft.

Die Spannung U_{ss} am MP 7 beträgt dabei 0,7 bis 1 V, sie muß einen vollkommen sinusförmigen Verlauf haben.

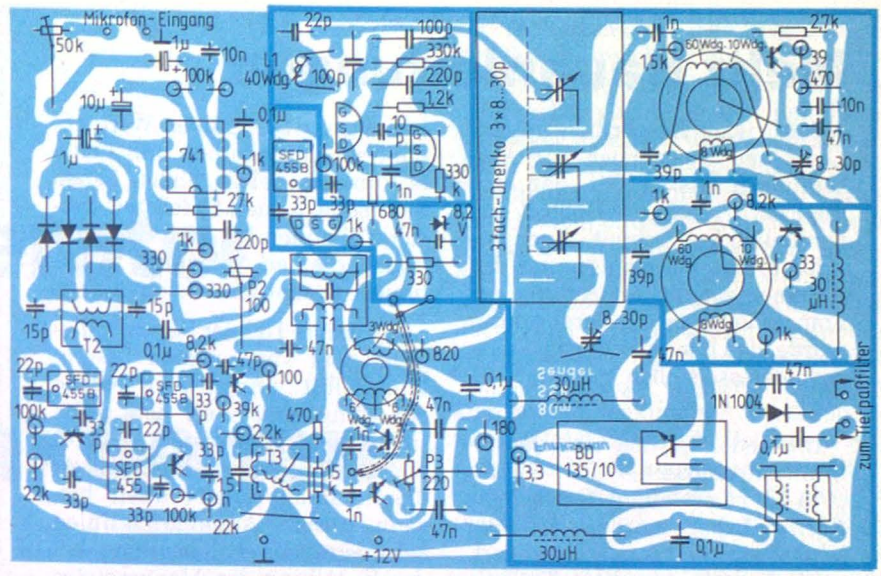


Bild 4. Bestückungsplan zur Platine. Nach dem Bestücken sind zur Abschirmung an den farbig markierten Stellen Abschirmbleche einzulöten

Falls das nicht der Fall ist, hilft eine Siliziumdiode, die in Durchlaßrichtung zwischen Gate und Masse des Oszillatortransistors gelegt wird. Zwischen Source des zweiten VFO-Transistors, der Pufferstufe, und den beiden 1-nF-Kondensatoren des zweiten Mischers muß auf der Unterseite der Platine eine Drahtbrücke oder ein abgeschirmtes Kabel gelegt werden.

Als folgenden Abgleichschritt mißt man die Spannung an MP 4 (Sekundärseite von T4). Dazu wird zuerst das Gate des BFO-Transistors nach Masse kurzgeschlossen, dann mit P3 die Spannung an MP 4 auf ein Minimum eingestellt. Die Kurzschlußbrücke wird wieder beseitigt, und das Meßsignal (10 mV, 1 kHz) an den Mikrofon-Eingang gelegt. Das Oszillogramm ähnelt dem an MP 2 (Bild 6), doch beträgt der Abstand zwischen zwei Wellentälern jetzt 1 µs und die Periode der Grundschwingung 250 ns.

Weitere Bestückung problemlos

Die Bestückung der restlichen Platine mit Treiberstufen und Endverstärker bereitet jetzt keine Schwierigkeiten mehr, die Windungszahlen der Übertrager entnehme man dem Schaltplan.

Der höheren Güte wegen haben die Übertrager T6 und T5 Eisenpulverkerne, während T4 und T7 Ferritkerne sind. Dank der hohen Permeabilität spart man sich das Bewickeln dieser Kerne mit vielen Windungen. Für T7 nimmt man zwei ca. 15 cm lange Stükke 0,6 mm dicken CUL-Draht, verdrillt sie leicht und wickelt sie dann fünfmal um den Ferritkern (Achtung: beim Einlöten Anschlüsse nicht vertauschen).

Nach der Inbetriebnahme muß der Endstufentransistor 10...15 mA Ruhestrom aufnehmen. Ist dies nicht der

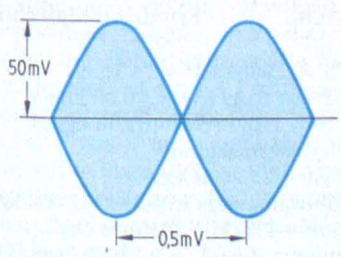


Bild 5. Oszillogramm der Spannung am Meßpunkt 2 bei Ansteuerung des Eingangs mit 10 mV/1 kHz

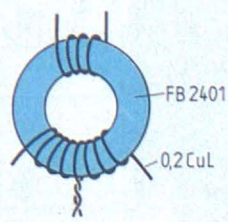


Bild 6. So wird der Übertrager T4 gewickelt

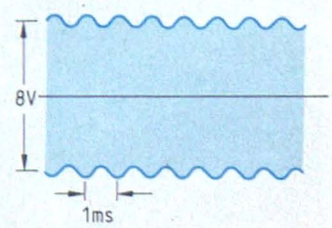


Bild 7. Oszillogramm der Spannung an Meßpunkt 4, ebenfalls mit 10 mV/1 kHz am Eingang

Mehr Bauanleitungen

Aus vielen Zuschriften unserer Leser und Gesprächen auf Ausstellungen wissen wir, daß sich die Rubrik „Praxis & Hobby" großer Beliebtheit erfreut. Auch bestätigte eine Befragung unter den Abonnenten, die im Auftrag des Franzis-Verlages durchgeführt wurde, daß Bauanleitungen auf reges Interesse stoßen.

Die Redaktion hat sich daraufhin entschlossen, die Rubrik „P & H" zu erweitern. Das FUNKSCHAU-Labor wurde schon zu Jahresbeginn personell vergrößert, um alle eingesandten Bauvorschläge vor der Veröffentlichung eingehend untersuchen zu können. Bei der Auswahl der Bauanleitungen wird größter Wert auf die Nachbausicherheit und sichere Funktion gelegt. Sicher haben Sie schon bemerkt, daß wir verstärkt Platinen-Layouts veröffentlichen, die den Aufbau der Schaltungen wesentlich erleichtern.

Der größte Teil der Bauvorschläge stammt von unseren Lesern. Wer selbst einmal eine eigene Schaltung entwickelt hat, sollte sich nicht scheuen, sie uns anzubieten. Wer Interesse an einer Veröffentlichung seiner Arbeit hat, kann unsere Autorenrichtlinien anfordern, die Hilfestellung bei der Erstellung des Manuskriptes geben. Wir akzeptieren jedoch nur exklusive Beiträge, die noch nicht veröffentlich waren. Die Red.

Fall, muß der 1-kΩ-Widerstand, der die Diode 1N4001 in der Endstufe mit positiver Spannung versorgt, entsprechend abgeändert werden.

Das Meßsignal wird jetzt wieder an den Eingang gelegt und der Drehko in Mittelstellung gebracht; an das Tiefpaßfilter wird ein 50-Ω-Widerstand angeschlossen. Mit den beiden Trimmkondensatoren C1 und C2 wird das Ausgangssignal auf ein Maximum gebracht (MP 5). Wird nun der Drehko verstellt, darf sich die Ausgangsspannung höchstens um 20% ändern. Bei Vollaussteuerung mit dem Meßsignal muß an einem induktionsarmen 50-Ω-Widerstand eine Spitzen-Spitzen-Spannung von 25...30 V anstehen. Die Spannung muß einen absolut sinusförmigen Verlauf haben. Damit ist der Sender betriebsbereit.

Bild 8 zeigt eine fertig bestückte Platine. Zur besseren Ansicht wurden die Abschirmbleche weggelassen.

Hinweise zur Inbetriebnahme

Bei Einbau in ein Gehäuse kann sich der Abgleich wieder etwas verschieben, durch leichtes Nachstimmen der Kreise ist das aber gut auszugleichen. In der *Tabelle* sind die wichtigsten Bauteile und Angaben zu Spulen aufgeführt. Bei Beschaffungsschwierigkeiten der Bauteile gibt die Redaktion gern Auskunft.

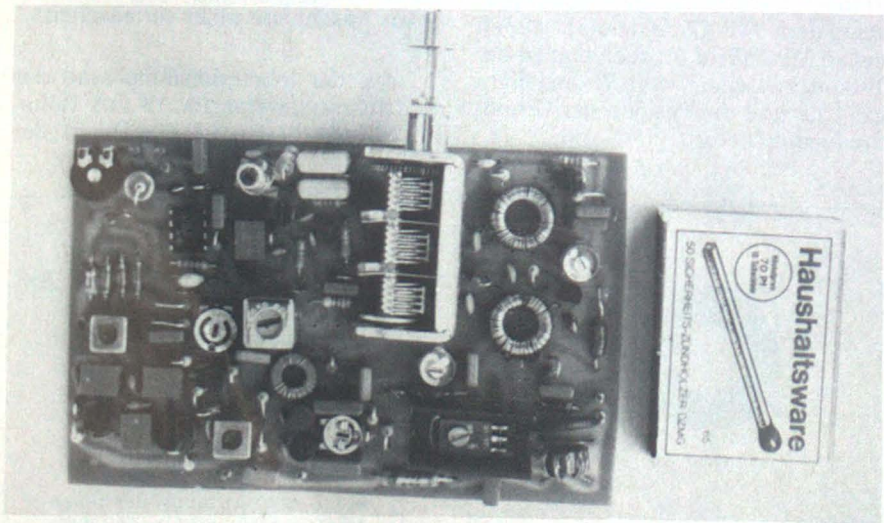


Bild 8. Ansicht der fertig bestückten Platine. Sie enthält den gesamten Sender mit Ausnahme des Tiefpasses. Die Abschirmbleche wurden zur besseren Ansicht weggelassen (Foto: Neu.)

Stichworte zum Inhalt
Einseitenband-Sender für 80-m-Band, BFO-Ringmodulator, Zf-Verstärker, Keramikfilter SFD455B, VFO, Tiefpaßfilter, Restseitenband.

Tabelle der wichtigsten Bauteile

Alle Kondensatoren unter 10 nF: keramisch
alle Widerstände: 0,25 W
Drehkondensator: 3 × 15 pF
Zf-Filter: SFD455B
T1: AM-Spulenfilter 10 mm, Kernfarbe gelb
T2: Neosid Nr. 005173, 0,2 CuL
T3: Neosid Nr. 005155, 0,2 CuL
T4: Amidon Nr. FB2401, 0,2 CuL
T7: Amidon Nr. FB2401, 0,6 CuL
T5, T6: Amidon T50-2, 0,2 CuL
L1: Klemmspulenkörper 5 mm ∅, Kernfarbe rot, 40 Wdg. 0,2 CuL
L2, L3: Amidon T50-2, 12 Wdg. 0,6 CuL
Hf-Drosseln: 30 µH, 0,3 A
Alle Windungszahlen sind in Bild 2 angegeben.

PS – kW

Es ist doch erstaunlich, wie hartnäckig sich die Maßeinheit PS gegenüber dem kW hält. Zum Beweis folgt eine Tabelle aus dem „Technischen Hilfsbuch", herausgegeben von Schuchardt & Schütte, 5. Auflage, Kommisions-Verlag Julius Springer, Berlin 1922 (!):

Pferdestärke – Kilowatt

Eine Reihe der maßgebendsten wissenschaftlichen und technischen Gesellschaften und Vereinigungen sowie führende Großfirmen haben beschlossen, die Bezeichnung „Pferdestärke" in Zukunft, wenn möglich, nicht mehr anzuwenden. Anstelle der Leistungseinheit PS, die 75 Kilogrammeter, oder HP (horsepower), die 76 Kilogrammeter in der Sekunde beträgt, ist die absolute Leistungseinheit 10^{10} Erg/s zu setzen, die mit Kilowatt, Großpferd oder Neupferd (NP) bezeichnet wird und praktisch 102 Kilogrammetern in der Sekunde entspricht. Friedrich Meierhöfer

1 PS = 0,9863 HP = 75 kgm/s
1 HP = 1,0139 kW = 76,05 kgm/s
1 kW = 1,360 PS = 101,98 kgm/s
1 Pferdestärkestunde
PSst = 270 000 kgm
1 Kilowattstunde kWst = 367 000 kgm
1 kgm = 7,2331 Fußpfund engl.
1 Fußpfund engl. = 0,13825 kgm
1 HP = 550 Fußpfund engl.
1 PS = 542,48 Fußpfund engl.

Friedrich Bayer

Sinusgenerator mit Walsh-Funktionen

Diese Bauanleitung für einen Generator, der zur Generierung der Funktion Rechteckfunktionen nach J. L. Walsh benutzt, zeigt eine Anwendung zum Beitrag „Die Erfindung des Herrn Walsh" auf Seite 83 dieses Heftes. In diesem ersten Teil wurde ein wenig theoretisiert – nur soviel, wie zum Verständnis der Walsh'schen Entdeckung notwendig –, hier beschränken wir uns auf den praktischen Aufbau eines solchen Generators.

Der Gesamtaufbau des Generators ist aus *Bild 1* ersichtlicht. Der Oszillator ist mit Gattern aufgebaut. Mit dem Potentiometer P1 kann die Frequenz zwischen 1,5 kHz und ca. 19 kHz variiert werden, so daß sich für die Walsh-Funktion W 1 eine Frequenz von 1/16 der Oszillatorfrequenz, also von 94 Hz bis 1,2 kHz, ergibt. Der binäre Frequenzteiler 4520 (hier nur zur Hälfte beschaltet) erzeugt die vier Rademacher-Funktionen, aus denen – wie im ersten Teil des Beitrags beschrieben – über EXOR-Gatter die Walsh-Funktionen W 1...W 15 gewonnen werden. Die Gleichspannung für die Funktion W 0 wird direkt aus der Versorgungsspannung ± 7,5 V gewonnen.

Jeder Walsh-Funktions-Ausgang liegt an einer Buchse. Der Ausgangspegel kann mit einem Potentiometer entsprechend den Koeffizientenberechnungen eingestellt werden. Die vor das Koeffizientenpotentiometer geschalteten Gatter (je ¼ 4070B) erzeugen ein gegenphasiges Signal, so daß am Schleifer der Potentiometer die Funktion zwischen −1 und +1 anliegt. Der Reihenwiderstand am Potentiometer kann im Prinzip noch verändert werden; er sollte aber 10 kΩ nicht wesentlich unterschreiten, weil sich sonst der Ausgangswiderstand der ICs störend bemerkbar macht.

OP summiert 15 Funktionen

Die Ausgangsströme aller Potentiometer werden im virtuellen Nullpunkt der nachfolgenden Operationsverstärker 1458 summiert. Die vorgesehene Verstärkungsregelung mit P2 ist nützlich, um eine Übersteuerung zu vermeiden. Der nachfolgende Operationsverstärker invertiert das Analogsignal, damit zwischen den einzelnen Walsh-Funktionen, die an Buchsen zur Verfügung stehen, und dem Ausgang Ua die richtigen Phasenbeziehungen bestehen. Parallel zu den Gegenkopplungswiderständen der beiden OPs sind noch zwei Integrationskondensatoren eingezeichnet, die nach Bedarf zur Tiefpaßfilterung eingesetzt werden können. Die maximale Ausgangsspannung beträgt ca. ±10 V. Bei gutem Abgleich der Potentiometer kann ein Störspannungsabstand von 60 dB erreicht werden.

Besonderes Augenmerk wurde der Erzeugung der Versorgungsspannung gewidmet (*Bild 2*). Entsprechend der Definition, daß die Walsh-Funktion einen Geltungsbereich von −1...+1 hat, müssen beide Versorgungsspannungen

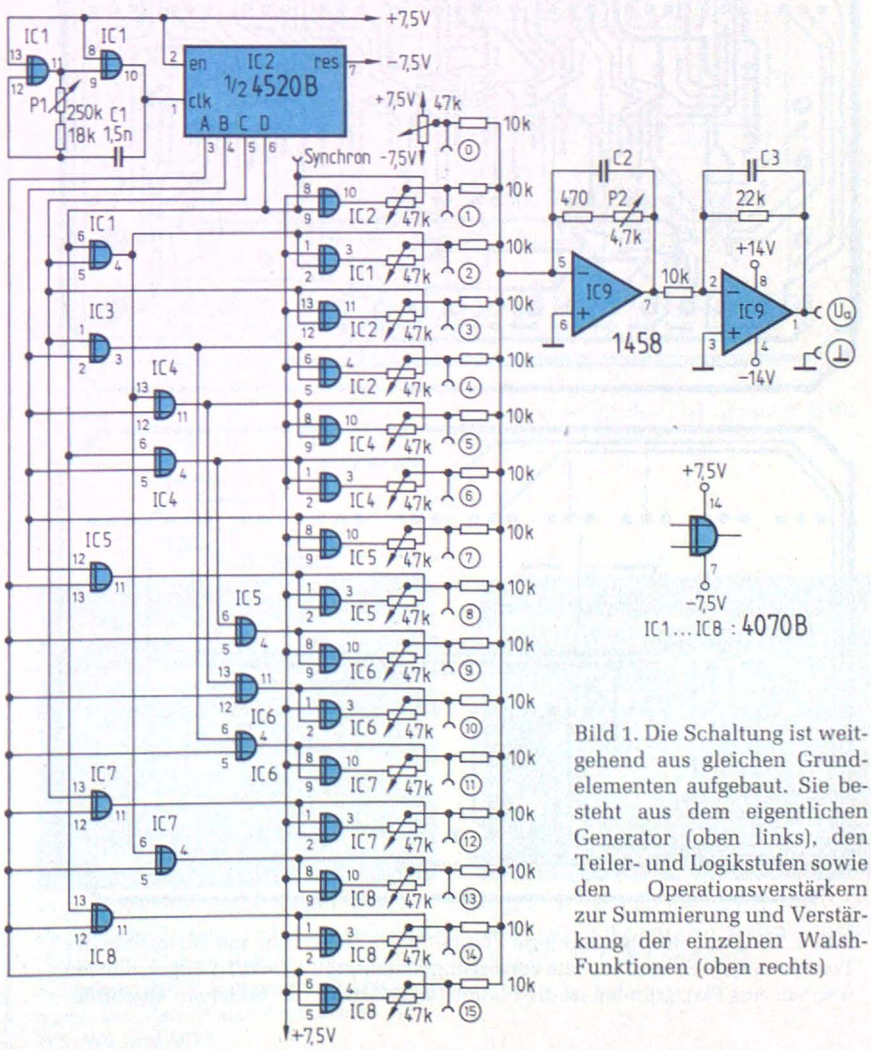


Bild 1. Die Schaltung ist weitgehend aus gleichen Grundelementen aufgebaut. Sie besteht aus dem eigentlichen Generator (oben links), den Teiler- und Logikstufen sowie den Operationsverstärkern zur Summierung und Verstärkung der einzelnen Walsh-Funktionen (oben rechts)

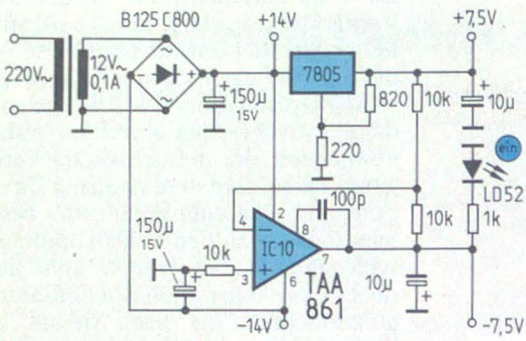


Bild 2. Das Netzteil für die symmetrische Versorgungsspannung ist so aufgebaut, daß die negative Spannung von einem Operationsverstärker erzeugt wird. Er erhält als Referenzspannung die geregelte positive Ausgangsspannung

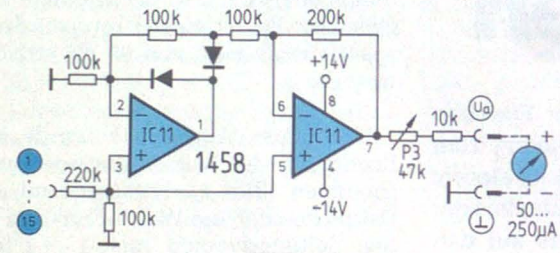


Bild 3. Zur Einstellung der errechneten Koeffizienten dient diese Vollwellen-Gleichrichterschaltung

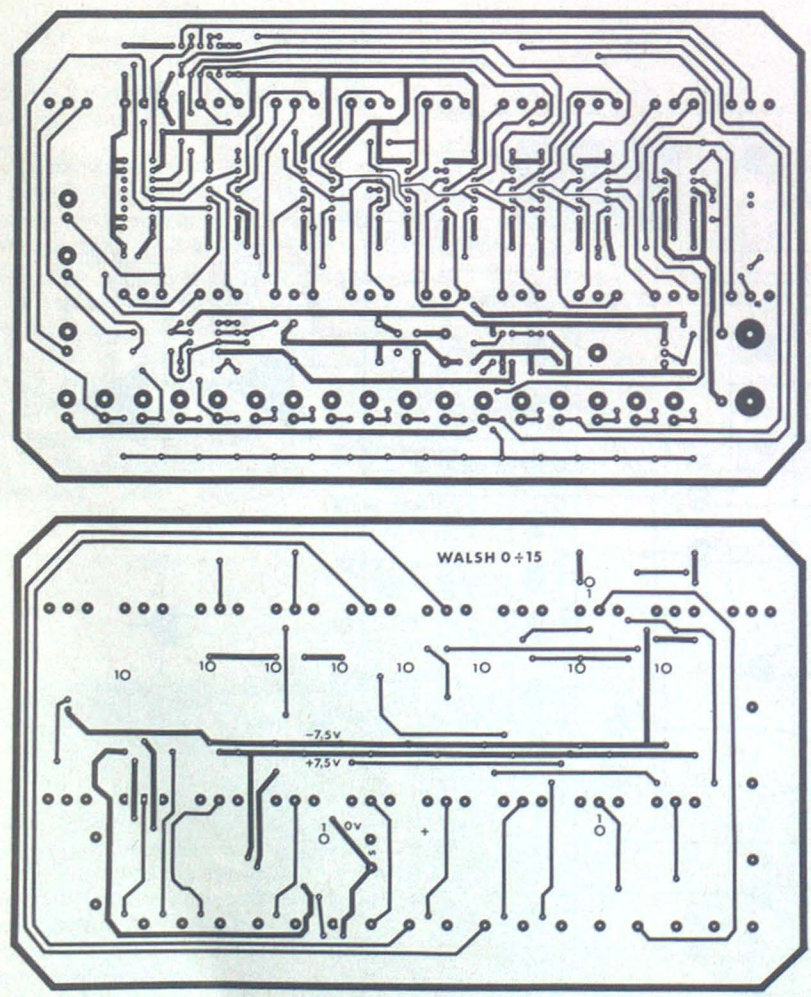


Bild 4. Die doppelseitig kaschierte Platine trägt alle Bauteile mit Ausnahme des Transformators. Es muß nur die Versorgungsspannung 12V≈/0,1A angeschlossen werden. Aus Platzgründen ist die Platine im Maßstab 1 : 2 verkleinert abgebildet

betragsmäßig gleich groß sein. Während die positive Versorgungsspannung ein integrierter Spannungsregler erzeugt, dessen nominelle Ausgangsspannung von +5 V über zwei Widerstände auf +7,5 V angehoben wurde, wird die negative Versorgungsspannung mit einem Operationsverstärker erzeugt, der als Referenzspannung die positive Ausgangsspannung verwendet. Der Operationsverstärker TAA 861 besitzt einen offenen Kollektorausgang (daher die zusätzliche Vorlast der Leuchtdiode in Serie mit 1 kΩ) und kann maximal 70 mA aufnehmen. Wichtig für gute Symmetrie ist, daß die beiden 10-kΩ-Widerstände am invertierenden Eingang gut übereinstimmen.

Die digitalen ICs werden mit 15 V betrieben (± 7,5 V), während die Operationsverstärker aus der unstabilisierten Gleichspannung versorgt werden, damit ein größerer Ausgangsspannungshub erzielt werden kann. Zur Siebung der Versorgungsspannung sind zusätzlich noch 1 x 0,1 µF/Keramik- und 2 × 10 µF/16 V Tantalkondensatoren zwischen ± 7,5 V angeordnet.

Abgleiche und Montage problemlos

Falls kein Oszilloskop zur Verfügung steht, ist als Option noch ein Vollweggleichrichter vorhanden, damit die Amplituden (anhand der Koeffizienten) der einzelnen Walsh-Funktionen entsprechend der vorausgegangenen Berechnung eingestellt werden können (*Bild 3*). Diese Schaltung weist gegenüber den üblichen Gleichrichtern den Vorteil eines sehr hohen Innenwiderstandes auf. Dadurch werden die Potentiometer bei der Messung nicht übermäßig belastet. Die Gesamtverstärkung der Schaltung, beträgt 1 für Rechteckspannungen, die symmetrisch zur Nullinie liegen. Das Ausgangssignal gelangt über das Potentiometer P3, mit dem der Vollausschlag eingestellt werden kann, auf ein Meßinstrument mit 50...250 µA Vollausschlag, an dem nun direkt die einzelnen Koeffizienten abgelesen werden können.

Die Verwendung von CMOS-ICs ergibt einen sehr geringen Strombedarf, wodurch nur ein kleiner Transformator benötigt wird, der jedoch nicht auf der Leiterplatte sitzt.

Die doppelseitige Leiterplatte (*Bild 4*) ist so ausgelegt, daß außer den Wechselspannungsanschlüssen zum Transformator keine weitere Verdrahtung mehr notwendig ist. Aus Platz-

gründen kann die Platine ausnahmsweise nur verkleinert im Maßstab 1:2 abgebildet werden. Auf der Seite a der doppelkaschierten Leiterplatte befinden sich alle elektronischen Bauteile, während auf der Seite b die Potentiometer und die Leuchtdiode aufgesetzt sind (*Bild 5*). Die Drehrichtung aller Potentiometer ist so ausgelegt, daß sich im Uhrzeigersinn eine Erhöhung des eingestellten Wertes ergibt. Bei den Koeffizienten-Potentiometern liegt +1 am rechten und −1 am linken Endanschlag.

Nachdem alle Bauteile aufgelötet sind, wobei zu beachten ist, daß alle Potentiometer senkrecht und in gleicher Höhe sitzen, wird die Frontplatte, in der vorher die Buchsen eingesetzt wurden, direkt aufgesteckt und mit den Potentiometern verschraubt. Anschließend brauchen nur noch die Buchsen direkt über kurze Drahtbrükken und die Sekundäranschlüsse des Trafos angelötet werden. Die Frontplatte ist nun so stabil mit der Leiterplatte verbunden, daß keine weitere Befestigung jener mehr notwendig ist. Als Gehäuse ist die Ausführung Teko Typ 363 vorgesehen. Alle erforderlichen Bauteile sind in der *Tabelle* aufgeführt. Zwei Beispiele mit Kurven, die mit diesem Generator erzeugt wurden, zeigen die beiden Oszillogramme in den *Bildern 6* und *7*.

Die in Bild 6 dargestellte Sinuskurve (unterster Kurvenzug) wird aus den Walsh-Funktionen W 1, 5, 9 und 13 gebildet. Die Amplituden wurden vorher berechnet und mit den zugehörenden Potentiometern auf diesen Wert eingestellt. Man erkennt deutlich die unterschiedlichen Rechteckspannungen im Oszillogramm. Ebenso wurde bei der Erzeugung der Treppenkurve in Bild 7 vorgegangen.

Für den privaten Gebrauch sind Platinen erhältlich (nicht durchkontaktiert) bei Siegfried Kilgenstein, Bleisteinstraße 5, 8000 München 50.

Stückliste der Halbleiter:

7 x CD 4070 BE oder MC 4070 BCP
1 x CD 4520 BE oder MC 14520 BCP
2 x MC 1458 oder SN 72558
1 x TAA 861 oder TAA 761
1 x LM 340-5 oder 7805 C
im TO 220-Gehäuse
1 x LD 52 C
2 x 1N 914

Literatur

Byte 9 (1977), Seite 190–198.

Stichworte zum Inhalt

Rademacher-Funktionen, Koeffizienten-Berechnung, Sinusfunktion, Treppenkurve.

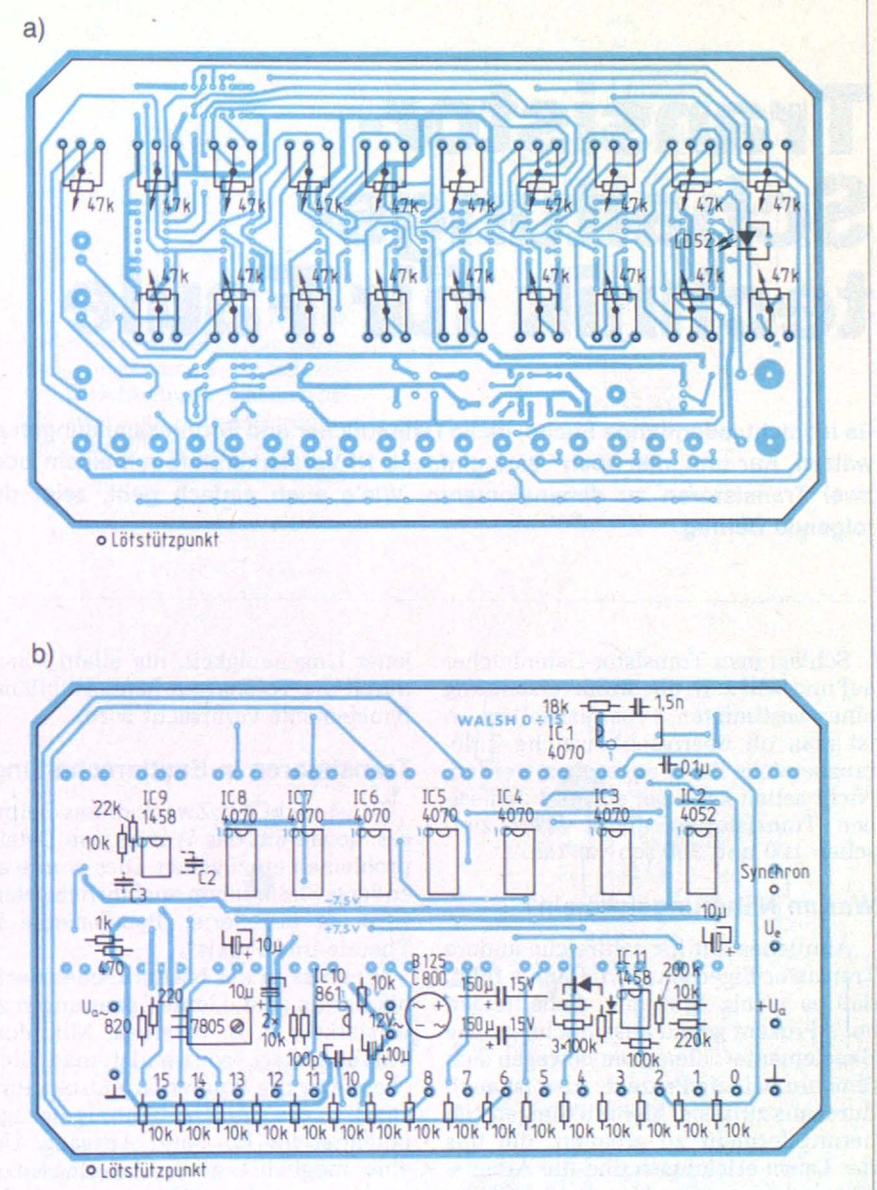


Bild 5. Alle elektronischen Bauteile befinden sich auf der Platinenseite a; die Potentiometer und die LED werden auf der Seite b bestückt

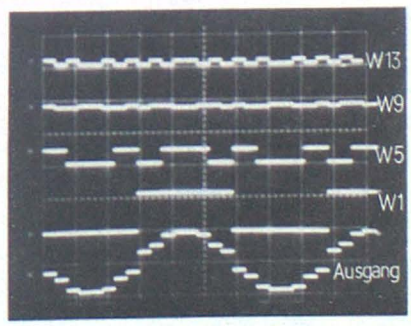


Bild 6. Die nach den Berechnungen aus dem theoretischen Teil des Aufsatzes (Seite 83 dieses Heftes) mit diesem Selbstbaugenerator erzeugte Sinusspannung aus den Walsh-Funktionen W1, W5, W9 und W13

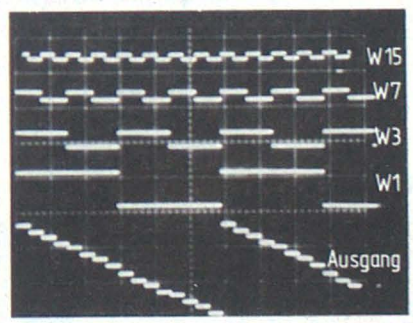


Bild 7. Auch eine Treppenkurve ist realisierbar – hier mit den Walsh-Funktionen W1, W3, W7 und W15

Transistor-Schaltungstechnik für Faule

Es ist nicht jedermanns Sache, dicke Datenbücher und Formelsammlungen zu wälzen, nur um „mal eben" eine einfache Nf-Verstärkerstufe mit einem oder zwei Transistoren zu dimensionieren. Wie's auch einfach geht, zeigt der folgende Beitrag.

Schlägt man Transistor-Datenbücher auf und will z. B. die Stromverstärkung eines bestimmten Typs feststellen, so ist man oft überrascht, welche Toleranzbereiche dafür angegeben werden. Nicht selten kann bei ein und demselben Transistortyp dieser Wert zwischen 100 und 300 schwanken.

Warum Näherungsformeln?

Ähnliches gilt für zahlreiche andere Transistor-Eigenschaften. Daraus folgt, daß es wenig Sinn hat, Schaltungen auf's Prozent genau auszurechnen: Die Bauelemente-Toleranzen bewegen sich ohnehin bei -zig Prozent. Also ist auch durchaus zulässig, hier mit einigen Näherungsformeln zu arbeiten, die uns das Leben erleichtern und die Arbeitszeit verkürzen. Die Ungenauigkeit der Rechenergebnisse liegt auch bei diesen Formeln immer noch deutlich unter jener Ungenauigkeit, die allein schon durch die Toleranzen handelsüblicher Bauelemente verursacht wird.

Transistoren in Emitterschaltung

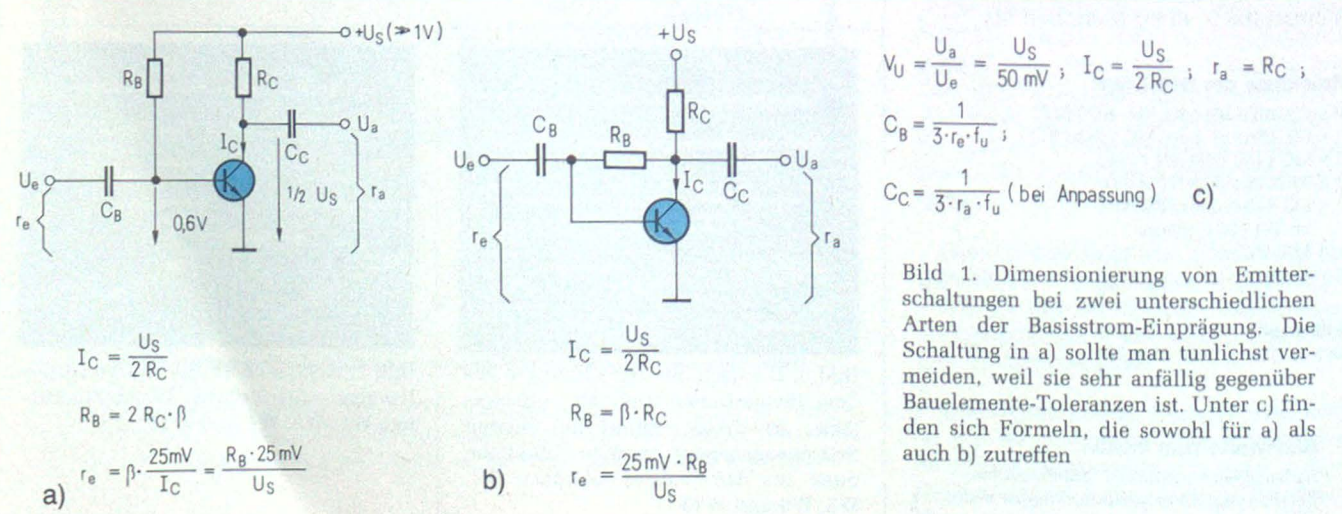
Es ist nicht der Zweck dieses Beitrages, genau auf das Warum von Detailproblemen einzugehen. Dies wurde an anderer Stelle schon ausführlich getan, z. B. in der Serie „Bauelemente in Theorie und Praxis".

Wenn es in der Niederfrequenztechnik darum geht, kleine Spannungen zu verstärken (z. B. in einem Mikrofon-Vorverstärker), so wendet man üblicherweise die Emitter-Grundschaltung an; d. h. der Emitter dient als Bezugspotential für Ein- und Ausgang. Um eine möglichst große Ausgangsspannung zu erzielen, läßt man durch die Basis gerade soviel Strom fließen, daß sich am Kollektor die halbe Betriebsspannung einstellt, um die herum die Ausgangsspannung dann ebenfalls jeweils um die halbe Betriebsspannung nach „oben" und „unten" schwanken kann. Die erzielbare Spitze-Spitze-Ausgangsspannung ist also gleich der Betriebsspannung, und grob läßt sich sagen, daß die maximale Effektiv-Ausgangsspannung etwa einem Drittel der Betriebsspannung gleichkommt.

Bild 1a zeigt eine Methode, für den notwendigen Basisstrom zu sorgen. Da an R_C die halbe Betriebsspannung abfällt, läßt sich leicht der Kollektorstrom I_C berechnen, der mit dem Basisstrom über den Stromverstärkungsfaktor β verknüpft ist:
$I_C = \beta \cdot I_B$.

Bild 1a enthält auch alle nötigen Dimensionierungsformeln für die Einfachst-Schaltung. Die verwendete Methode der Basisstrom-Erzeugung hat jedoch einen sehr großen Nachteil, weshalb man sie tunlichst nicht verwenden sollte: Dimensioniert man R_B z. B. für einen Transistor, für den das Datenbuch eine Stromverstärkung von 100 angibt, erwischt aber in der Bastelkiste einen mit $\beta = 200$, so fließt theoretisch (fast) der doppelte Kollektorstrom, und fast die gesamte Betriebsspannung fällt an R_C ab. Die Folge ist, daß die Schaltung schon bei recht geringen Nf-Spannungen stark verzerrt.

Ein kleiner Schaltungskniff hilft uns aus der Patsche: Legt man R_B nicht direkt an die Speisespannung U_S, sondern stattdessen an den Kollektor, so wirkt die ganze Schaltung selbststabilisierend. Erwischt man dann nämlich einen Transistor mit zu großer Stromverstärkung, so sinkt zwar tatsächlich die Kollektor-Gleichspannung etwas ab, aber nicht allzu weit, weil ja gleichzeitig auch weniger Spannung an R_B anliegt und somit wieder weniger Basisstrom fließt.



a) $I_C = \frac{U_S}{2\,R_C}$; $R_B = 2\,R_C \cdot \beta$; $r_e = \beta \cdot \frac{25\,mV}{I_C} = \frac{R_B \cdot 25\,mV}{U_S}$

b) $I_C = \frac{U_S}{2\,R_C}$; $R_B = \beta \cdot R_C$; $r_e = \frac{25\,mV \cdot R_B}{U_S}$

$V_U = \frac{U_a}{U_e} = \frac{U_S}{50\,mV}$; $I_C = \frac{U_S}{2\,R_C}$; $r_a = R_C$;

$C_B = \frac{1}{3 \cdot r_e \cdot f_u}$;

$C_C = \frac{1}{3 \cdot r_a \cdot f_u}$ (bei Anpassung) c)

Bild 1. Dimensionierung von Emitterschaltungen bei zwei unterschiedlichen Arten der Basisstrom-Einprägung. Die Schaltung in a) sollte man tunlichst vermeiden, weil sie sehr anfällig gegenüber Bauelemente-Toleranzen ist. Unter c) finden sich Formeln, die sowohl für a) als auch b) zutreffen

Diesen großen Vorteil von Bild 1b muß man sich mit einem meist bedeutungslosen Nachteil erkaufen: Der Eingangswiderstand ist gegenüber Bild 1a um rund die Hälfte geringer. (Der Eingangswiderstand ist jene nicht als Bauelement vorhandene Impedanz, den ein am Eingang angeschlossener Nf-Generator „sieht".)

Bild 1c zeigt schließlich Formeln, die für beide Schaltungsarten gleichermaßen gelten. Dazu gehört auch die Dimensionierung von Koppelkondensatoren an Ein- und Ausgang, die hier für den Fall gilt, daß Generator und Ausgangslast „angepaßt" sind: So soll z. B. am Eingang der Generatorwiderstand gleich dem Eingangswiderstand der Verstärkerstufe sein. Will man nur eine geringere Spannungsverstärkung erzielen, kann man einen Gegenkopplungswiderstand im Emitterzweig vorsehen (*Bild 2*).

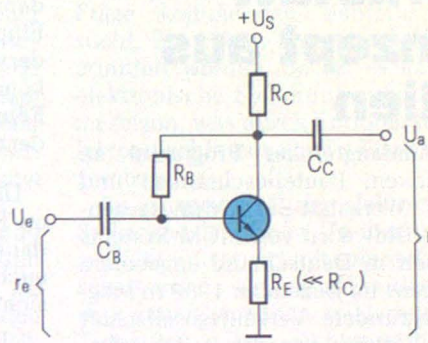


Bild 2. Ein zusätzlicher Emitterwiderstand erlaubt es, die Spannungsverstärkung V_U zu reduzieren. Gleichzeitig erreicht man damit auch eine weitere Verringerung des Klirrfaktors bei großen Ausgangsspannungen

$$V_U = \frac{R_C}{R_E + \frac{25\,mV}{I_C}}$$

$$r_e \approx \beta \cdot R_E \quad \text{für } V_U \leq 20$$

$$r_a \approx R_C$$

Der Emitterfolger

Bild 3 zeigt eine Schaltung, deren Aufgabe nicht in einer Spannungsverstärkung zu sehen ist, sondern die nur dazu dient, eine hohe Eingangsimpedanz in eine wesentlich geringere Ausgangsimpedanz umzuwandeln – daher auch der Name „Impedanzwandler". Im Prinzip handelt es sich dabei um einen Transistor in Emitterschaltung.

Einen solchen Emitterfolger findet man oft in Verstärkereingängen, die für hochohmige Tonabnehmer oder ähnliches ausgelegt sind. Für die Aussteuerbarkeit gelten die gleichen Überlegungen wie bei der Emitterschaltung.

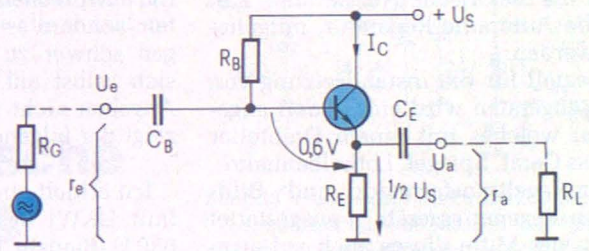


Bild 3. Der Emitterfolger besitzt eine Spannungsverstärkung von 1 und dient ausschließlich zum Heruntertransformieren eines hohen Eingangswiderstandes, um nachfolgende, niederohmige Stufen anzusteuern

$$U_e = U_a\,,\ V_U = 1;\ I_C = \frac{U_S}{2 \cdot R_E}$$

$$R_B = \beta \cdot R_E$$

$$r_e = \frac{R_B}{2} \quad \text{(unbel. Ausgang)}$$

$$\frac{1}{r_e} = \frac{1}{\beta \cdot R_L} + \frac{2}{\beta \cdot R_E} \quad \text{(bel. Ausg.)}$$

$$r_a = \frac{R_G}{\beta} \quad (\text{bei } R_G \ll R_B)$$

$$R_E = R_L \cdot \frac{U_S}{3 \cdot U_{a\,max}}$$

Ein Rechenbeispiel

In *Bild 4* ist eine Kombintion von Emitter- und Kollektorschaltung zu sehen: Zunächst dient ein Transistor dazu, die geringe Ausgangsspannung eines Mikrofons auf einen vernünftigen Pegel zu bringen. Zum zweiten wird ein Transistor dafür verwendet, den relativ hohen Ausgangswiderstand dieser Stufe herunterzutransformieren, um z. B. einen Endverstärker niederohmig anzusteuern.

Versuchen Sie am besten selbst, folgendes herauszufinden: Angenommen, beide Transistoren haben einen Stromverstärkungsfaktor $\beta = 200$ (z. B. BC 109B), wie groß ist dann R_B zu dimensionieren? Wie groß ist der Eingangswiderstand der Schaltung, vom Mikrofon aus gesehen? Welchen Ausgangswiderstand r_a besitzt die Schaltung? Und wie groß ist der Speisestrom I_S? Ganz Schlaue können schließlich noch versuchen, zu ermitteln, wo die untere Grenzfrequenz der Schaltung liegt. Fe.

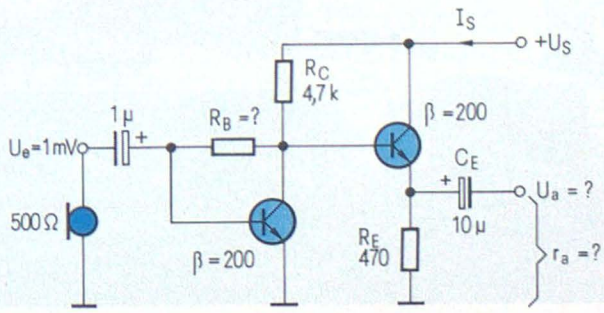


Bild 4. An dieser Kombination von Bild 1b und Bild 3 sollten Sie selbst Ihre Rechenkünste ausprobieren – allzu schwer ist die Aufgabe ja nicht...

Michael Scholtz

Impulsbreiten-steuerung für Modellbahnen

Es gibt zwei Möglichkeiten, die Geschwindigkeit von Gleichstrommotoren zu steuern: einmal mit einer einstellbaren Gleichspannung und zum anderen mit Spannungsimpulsen, deren Breite veränderbar ist. Letztere hat zwei deutliche Vorteile: Die Steuerung ist verlustarm, außerdem kann man damit den Motor bei verhältnismäßig hohem Drehmoment sehr langsam laufen lassen.

Die Anwendung der Impulsbreitensteuerung für Modellbahnen ist sinnvoll, da sie sowohl für Gleichstrom- als auch für Wechselstrombahnen anwendbar ist.

Die vorliegende Impulsbreitensteuerung enthält folgende Baugruppen:

- Taktgenerator mit einstellbarem Tastverhältnis (Fahrgeschwindigkeit),
- Leistungsteil (Stromversorgung u. Schalttransistor),
- Überlastabschaltung mit einstellbarer Ansprechschwelle,
- Fahrspannungsüberwachung. Diese erkennt, ob der Zug fährt oder nicht,
- Fahrtrichtungsumkehrschaltung. Hierbei ist die Umkehr der Fahrtrichtung nur möglich, wenn die Fahrspannungsüberwachung die Umkehrschaltung freigibt. Diese muß für Gleichstrom- und Wechselstromsysteme unterschiedlich aufgebaut werden.

Die *Bilder 1* und *2* zeigen die Schaltungen für das Gleichstrom- und Wechselstromsystem, die beide aus den gleichen Funktionseinheiten aufgebaut sind.

Flip-Flop als Taktgenerator

Der Taktgenerator wurde mit einem CMOS-IC 4528 aufgebaut, wobei die eine Hälfte als astabiler Multivibrator, die andere Hälfte als monostabiles Flip-Flop arbeitet. Der astabile Multivibrator erzeugt eine Rechteckspannung mit einem extrem großen Tastverhältnis. Die Länge der Zeit, die der Ausgang Q (IC2, Anschluß 6) auf Null schaltet, wird von der Gatterlaufzeit bestimmt, da der Ausgang Q (7) auf den Eingang A (4) zurückwirkt.

Aufgrund dieser Schaltungsmaßnahme wird das sichere Schwingen des Multivibrators erreicht. Die Frequenz

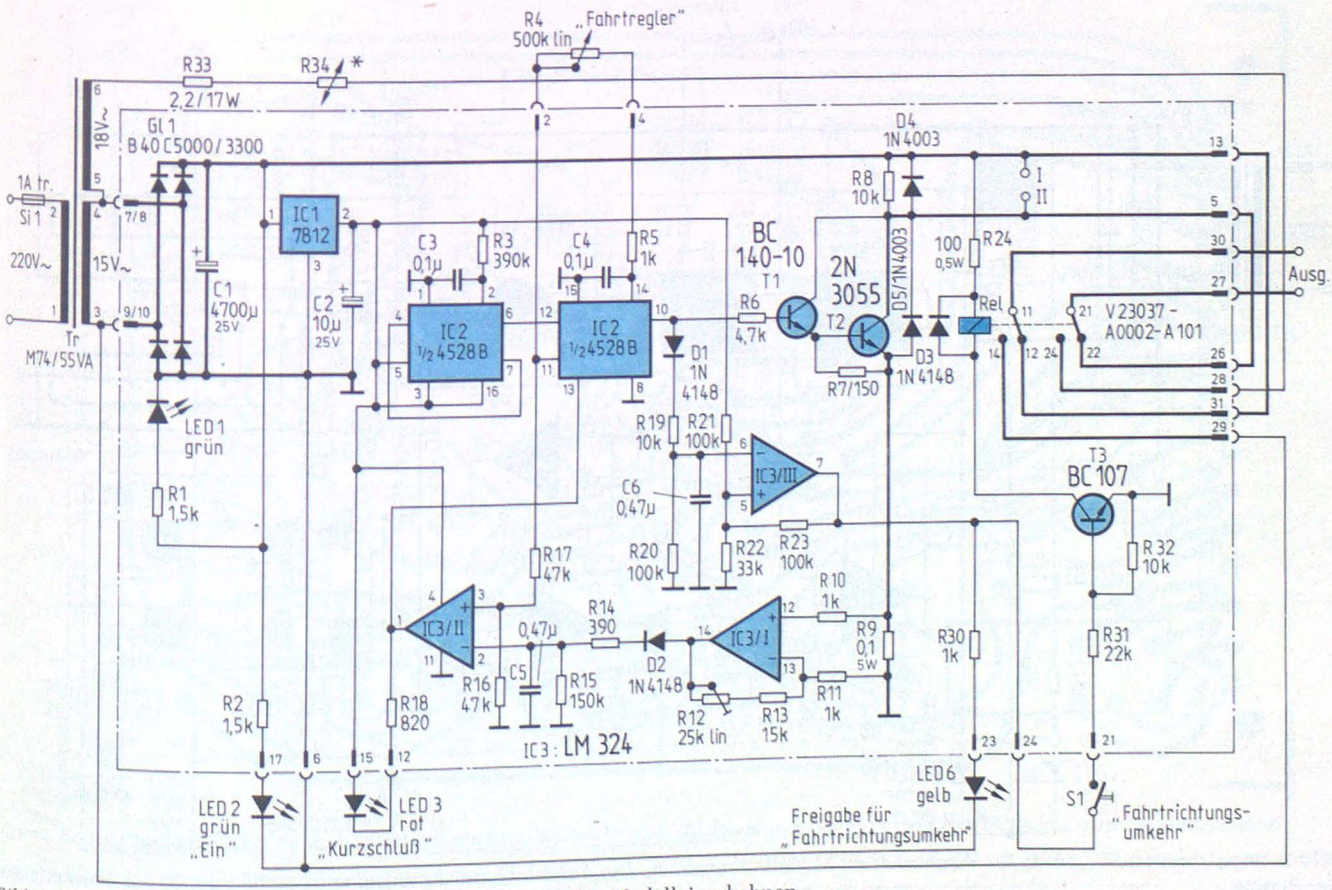


Bild 1. Gleichstrom-Version einer Impulsbreiten-Steuerung für Modelleisenbahnen

wird von dem Kondensator C3 und dem Widerstand R3 bestimmt, sie liegt bei ca. 30 Hz. Hierbei ist ein ruckfreies Fahren der Lok noch gewährleistet; außerdem wird verhindert, daß die entstehenden Oberwellen den Rundfunkempfang stören, was bei einer höheren Frequenz der Fall sein könnte.

Dem Taktgenerator nachgeschaltet ist ein monostabiles Flip-Flop, dessen Impulsdauer mit dem Potentiometer R4 einstellbar ist. Ein minimales Tastverhältnis von ca. 2 % ist fest vorgegeben (Nadelimpulse), dabei rollt noch keine Lokomotive. Die maximale Länge der Impulse wird von dem maximalen Potentiometerwert bestimmt. Da dieser nicht verändert werden kann, ist es sinnvoll, das Tastverhältnis von 100 % bei Stellung „volle Fahrt" von R4 über die Frequenz des Taktgenerators abzugleichen.

Werden beim Maximalwiderstand von R4 noch keine 100 % Tastverhältnis erreicht, ist R3 zu verkleinern, wird es zu früh erreicht, ist R3 zu vergrößern.

Leistungsteil für 2 A

Das Leistungsteil ist für einen Dauereffektivstrom von 2 A ausgelegt (bei 100 % Tastverhältnis). Somit ist es auch für die stärkste Lokomotive des „Fuhrparkes" ausreichend dimensioniert. Es enthält einen Transformator mit einem Schnitt M 74, dessen Ausgangsspannung mit Gl 1 gleichgerichtet und mit C1 gesiebt wird.

Da bei 100 % Tastverhältnis die Ausgangsspannung der Spannung am Elko C1 entspricht, ist die Nennspannung für das jeweilige System (vom Modellbahnhersteller angegeben) über die Transformatorwickeldaten einzustellen. Die in *Tabelle 1* angegebenen Wikkeldaten sind für 16 V bei 1 A Effektivstromentnahme ausgelegt (ca. 18 V im Leerlauf). Bei Systemen, die für andere Nennspannungen ausgelegt sind, ist die Sekundärwindungszahl im Verhältnis zur Betriebsgleichspannung zu verändern.

Bei Systemen, die mit Wechselspannung arbeiten (z. B. Märklin), ist eine weitere Trafowicklung erforderlich, um zum Umschalten der Fahrtrichtung das Überspannungsrelais in der Lokomotive ansprechen zu lassen.

Zur internen Versorgung der Steuerelektronik ist ein 12-V-Spannungsregler (IC1) vorgesehen. Zur Steuerung der Fahrgeschwindigkeit dient die Darlington-Transistorstufe, bestehend aus einem BC 140 und einem 2 N 3055. Da diese als Schalter betrieben werden, ist ein Kühlkörper für den 2 N 3055 zur Wärmeableitung ausreichend.

Überlastabschaltung verhindert Schäden

Eine dem Ausgangsstrom proportionale Spannung wird am Lastwiderstand R9 abgegriffen und mit dem Operationsverstärker IC 3/I verstärkt. Dessen Ausgangsimpulse werden aufintegriert und dem Komparator IC 3/II zugeführt, dessen Referenz fest eingestellt ist. Der maximal zulässige Strom kann mit der Verstärkung von IC 3/I zwischen 1,3 A und 3,3 A (bei max. Tastverhältnis) eingestellt werden.

Wird der Schwellwert überschritten, sperrt der Komparator das Monoflop über den Reseteingang für die Dauer eines Impulses. Bleibt die Überlast bestehen, werden die folgenden Impulse auf die gleiche Weise gesperrt. Wird die Überlast oder der Kurzschluß beseitigt, läuft die Schaltung im Normalbetrieb weiter. Zur Überlastanzeige dient die Leuchtdiode LED 3, sie wird im Kurzschluß mit Rechteckimpulsen betrieben (Ausgang des Komparators IC 3/II).

Bei der Einstellung der Abschaltung ist zu beachten, daß Lokomotiven bei niedriger Geschwindigkeit kaum weniger Strom als bei schneller Fahrt aufnehmen, daher ist der Schwellwert entsprechend hoch einzustellen. Aufgrund der Schnelligkeit der Abschal-

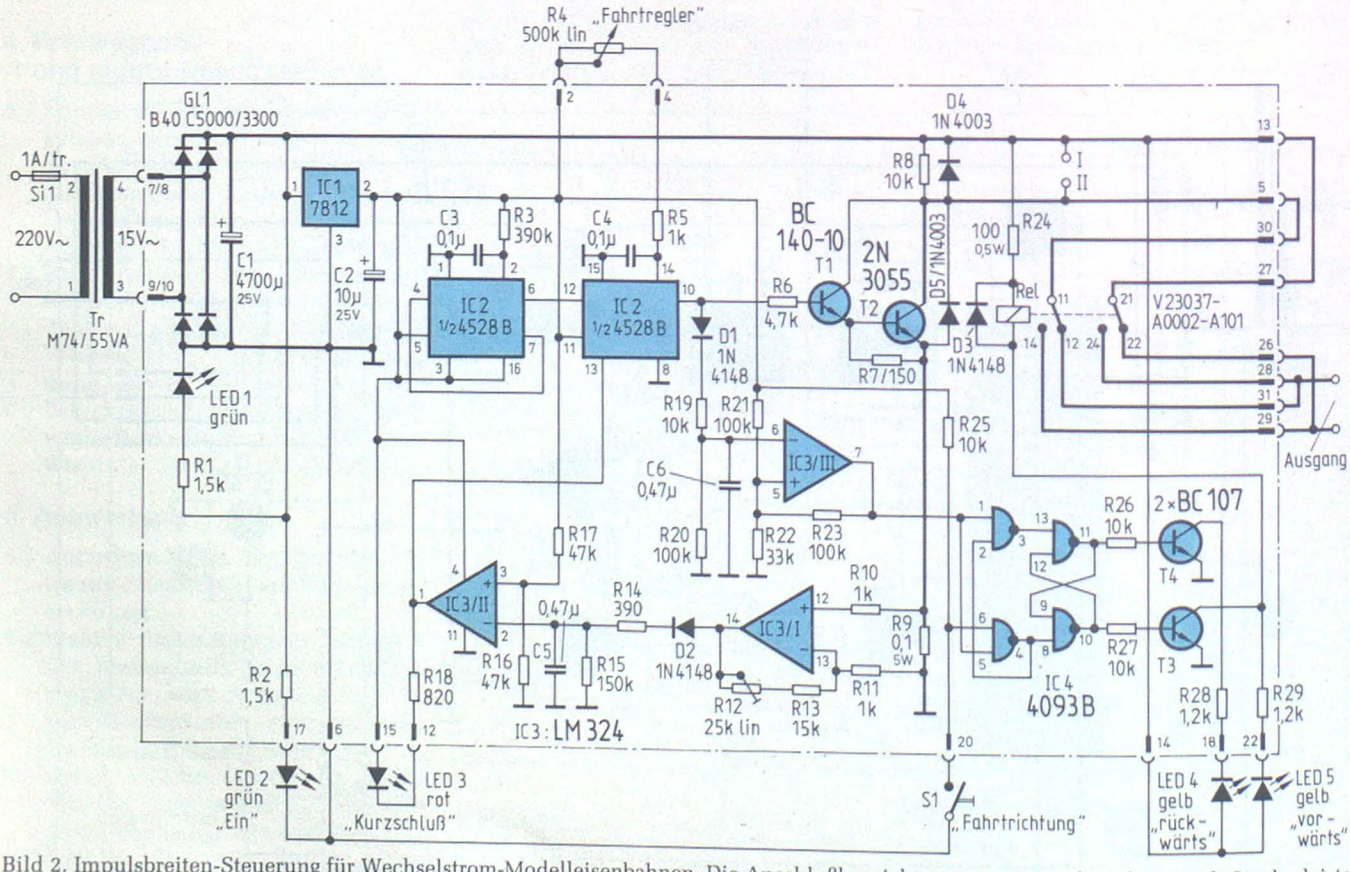


Bild 2. Impulsbreiten-Steuerung für Wechselstrom-Modelleisenbahnen. Die Anschlußbezeichnungen entsprechen der 31pol. Steckerleiste der Platine

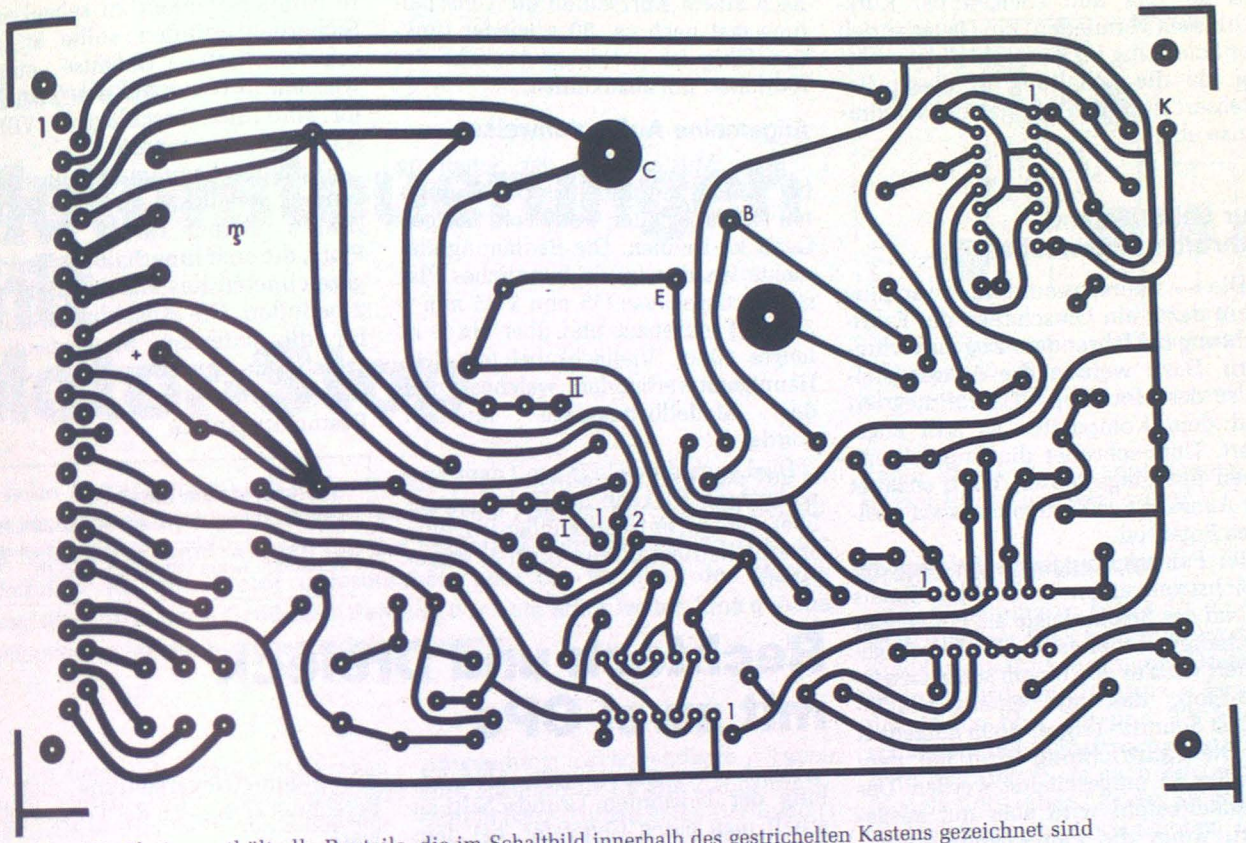


Bild 3. Die Platine enthält alle Bauteile, die im Schaltbild innerhalb des gestrichelten Kastens gezeichnet sind

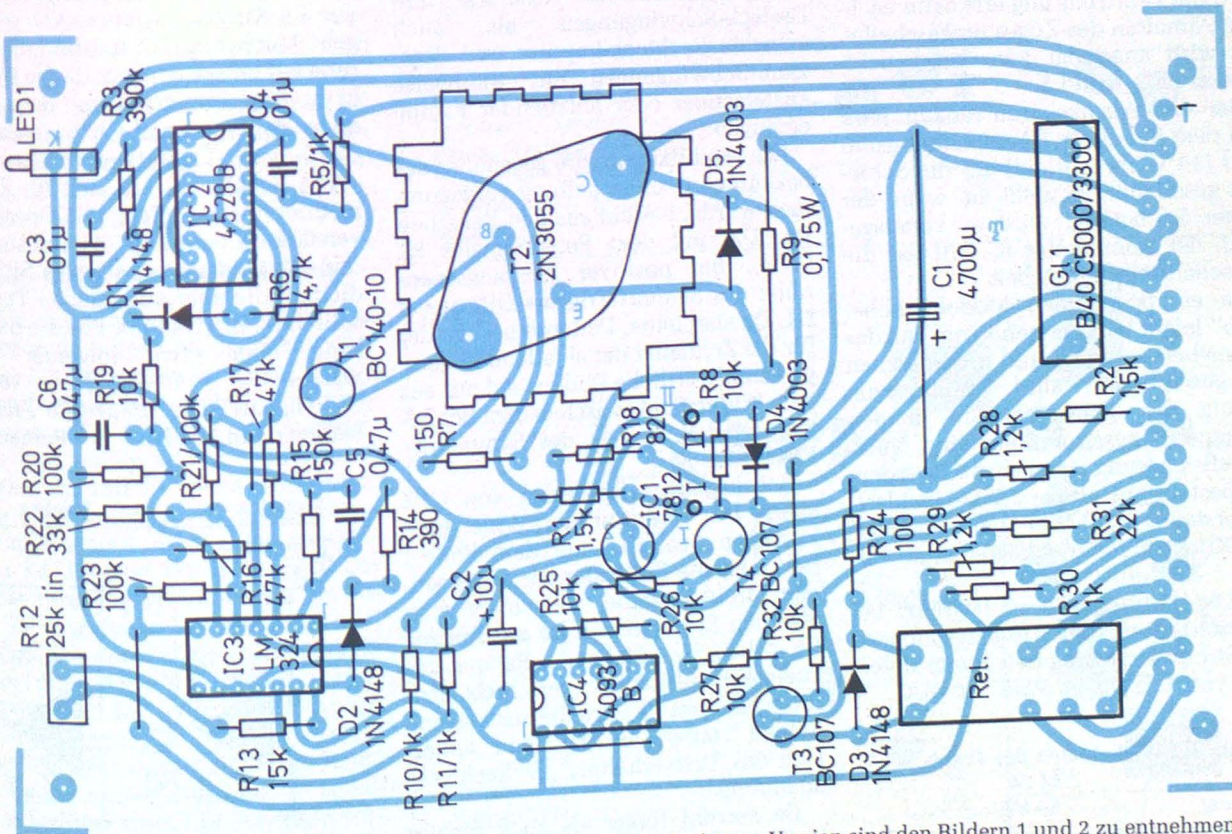


Bild 4. Die Unterschiede in der Bestückung für die Gleich- und Wechselstrom-Version sind den Bildern 1 und 2 zu entnehmen

tung (ca. 0,25 ms) werden Schmorstellen an Zug und Gleisen bei Kurzschlüssen vermieden. Ein Dauerbetrieb der Schaltung im Kurzschluß ist zulässig, da die Schaltung in dieser Betriebsart nur noch schmalste Nadelimpulse abgibt.

Nur bei Stillstand Fahrtrichtungswechsel

Die Fahrspannungsüberwachung dient dazu, ein Umschalten der Fahrtrichtung bei fahrendem Zug zu verhindern. Dazu werden die Ausgangsimpulse des Monoflops IC2 aufintegriert und dem Komparator IC 3/III zugeführt. Unterschreitet die Impulsbreite einen fest eingestellten Wert, schaltet der Ausgang des Komparators auf positives Potential.

Bei Fahrtrichtungsumschaltung der Gleichstromversion muß das Relais Rel. an der Steckerleiste als Polwender geschaltet werden (siehe Bild 1). Angesteuert wird es von einem statischen D-Flip-Flop, das mit einem CMOS-NAND Schmitt-Trigger 4093 aufgebaut ist. Die Fahrtrichtung kann mit dem Schalter S1 umgeschaltet werden. Der Umschaltbefehl wird aber nur ausgeführt, wenn die Fahrspannungsüberwachung das Flip-Flop freigegeben hat, d. h. der Zug steht.

Wird S1 während der Fahrt betätigt, wird die Fahrtrichtung erst beim nächsten Anhalten des Zuges umgeschaltet. Sie wird angezeigt von den Leuchtdioden LED 4 und 5.

Bei der Wechselstromversion wird von dem Relais ein Überspannungsimpuls (30 V im Leerlauf) auf die Schienen geschaltet. Es zieht an, wenn der Taster S1 betätigt wird — vorausgesetzt, der Komparator IC 3/III hat die Umschaltung freigegeben.

Da es im „rauhen Modellbahnbetrieb" leicht vorkommen kann, daß das Relais betätigt wird und die Schienen kurzgeschlossen sind, muß zum Schutz des Transformators in den Überspannungsstromkreis eine Kurzschlußsicherung eingebaut werden. Sie besteht aus einem 2,2-Ω-Hochlastwiderstand (R33), der den momentanen Kurzschlußstrom begrenzt, und einem Kaltleiter (R34, Valvo Nr. 2322 664 91002). Dieser begrenzt bei Kurzschluß an den Ausgangsbuchsen der Stromversorgung den Strom innerhalb von 1...2 s. auf etwa 150 mA.

Tabelle der Wickeldaten des Trafos

Kern	M 74
Leistung	55 VA
Wicklung 1-2 (prim)	1165 Wdg./0,35 CuL
Wicklung 3-4 (sek.)	78 Wdg./1,2 CuL
Wicklung 5-6 (sek.)	92 Wdg./0,85 CuL

Hierzu ist noch zu bemerken, daß nach einem Kurzschluß die Umschaltung erst nach ca. 30 s wieder funktionsfähig ist – solange braucht der Kaltleiter, um abzukühlen.

Allgemeine Aufbauhinweise

Beim Musteraufbau der Schaltung hat es sich bewährt, das Bedienungsteil (LED, Schalter, Poti) vom übrigen Gerät zu trennen. Die Bedienungselemente wurden in ein handliches Plastik-Fertiggehäuse (55 mm x 85 mm x 35 mm) eingebaut und über ein 2 m langes 10pol. Vielfachkabel mit dem Hauptgerät verbunden, welches unter der Modellbahnanlage montiert wurde.

Die Leuchtdiode LED 1 mit dem Vorwiderstand R1 kann bei Bedarf eingelötet werden, es ist aber außerdem eine externe Betriebsanzeige (LED 2) vorgesehen.

Dem Netztransformator ist besondere Aufmerksamkeit zu schenken. Aus Sicherheitsgründen sollte er in ein schutzisoliertes Gehäuse eingebaut werden. In bezug auf den Transformator sind die einschlägigen VDE-Vorschriften zu beachten.

Für einen bequemen Aufbau der gesamten Schaltung sorgt die Platine in *Bild 3*. Darauf finden alle Bauteile Platz, die sich innerhalb des gestrichelt gezeichneten Kastens der Bilder 1 und 2 befinden. Die Anschlußbezeichnung für die externen Bauelemente entspricht den Nummern der 31pol. Stekkerleiste. *Bild 4* zeigt den zugehörigen Bestückungsplan.

Stichworte zum Inhalt
Modellbahnen für Gleich- und Wechselstrom, Fahrtrichtungumkehr, Überlastabschaltung, Langsamfahr-Eigenschaft.

Rechteck und Dreieck mit zwei OPs

Durch eine geringfügige Abwandlung der bekannten Grundschaltung erhält man einen Generator, bei dem sich die Symmetrie des Dreieck- und Rechteck-Signals in weiten Grenzen ändern läßt. Man kann daher sowohl exakt symmetrische Rechteck- und Dreieck-Schwingungen als auch schmale Rechteck-Impulse und Sägezahn-Schwingungen mit wahlweise ansteigender oder abfallender Rampe erzeugen.

Die Modifikation, die gegenüber der bekannten Grundschaltung vorgenommen wurde, besteht aus den Bauteilen D1, D2 und dem Potentiometer R1 (*Bild*). Bei positiver Ausgangsspannung des Schmitt-Triggers OP2 sperrt D1, D2 aber leitet. Dadurch besteht der für die Zeitdauer der abfallenden Rampe verantwortliche Widerstand nur aus dem Widerstand zwischen dem Schleifer und dem Ende r des Symmetrie-Potis.

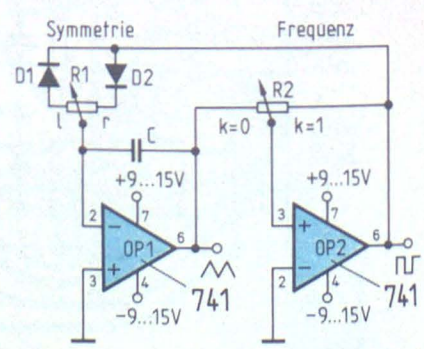
Bei negativer Spannung von OP2 sperrt D2, und nur der Widerstand zwischen Schleifer und dem Ende l bestimmt die Zeitdauer der ansteigenden Dreiecksrampe. Verschiebt man also den Schleifer von R1 nach rechts (r), wird die abfallende Rampe des Dreiecksignals steiler, verschiebt man ihn nach links (l), wird die ansteigende Rampe steiler, entsprechend ändert sich das Tastverhältnis der Rechteckspannung.

Da sowohl linker als auch rechter Teil des Spannungsteilerpotis R1 in die Gesamtzeitdauer des Signals eingehen, ändert sich die Frequenz durch die Symmetrieverstellung nicht. Sie berechnet sich nach der Formel (idealisiert)

$$f = \frac{1}{2 \cdot C \cdot R1} \left(\frac{1-k}{k} \right)$$

wobei k das Spannungsteilerverhältnis von R2 darstellt, welches von 0 bis 0,5 geht. Macht man $k > 0{,}5$, hört die Schaltung auf zu schwingen, da die Dreieck- bzw. Sägezahnspannung dann nicht mehr den Ansprech- bzw. Abfallwert des Schmitt-Triggers erreichen kann.

Die Schaltung läßt sich für Experimentierzwecke leicht mit Operationsverstärkern vom Typ 741 aufbauen. D1 und D2 sind zwei beliebige Siliziumdioden, die aber vom selben Typ sein sollten (z. B. 1N4148). Für die Bauteile kann man etwa folgende Werte wählen: R1 = 10 kΩ, R2 = 100 kΩ, C = 0,1 µF. Die niedrigste Frequenz beträgt dann 500 Hz. Rainer Storn



Die Schaltung gestattet es, die Symmetrie von Rechteck- und Dreieck-Signalen in weiten Grenzen zu verstellen. Hinweise zu Bauteile-Werten siehe Text

Karlheinz Fietta

Motorsteuerungen mit Motor-Stop

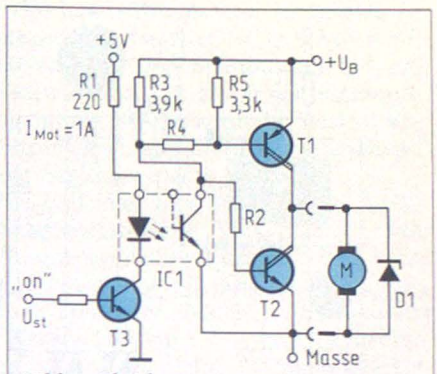


Bild 1. Gleichstrommotor-Steuerung mit Motor-Zwangsstop

Bei vielen Anwendungen mit Motorantrieb ist es wichtig, das bewegte Teil an einer bestimmten Stelle anzuhalten, wenn seine Position durch einen Sensor (z. B. Schalter) erkannt worden ist. Die Steuerelektronik kann dann zwar die Stromzufuhr für den Motor unterbrechen, aber der Nachlauf des Motors bewegt das Teil je nach Größe der Reibung noch ein Stück weiter. Eine genaue Positionierung ist deshalb besonders schwierig.

In den nachstehenden Schaltungen werden elektronische Motorbremsen gezeigt, die es erlauben, den angesteuerten Motor an seiner erkannten Position durch Abschalten des Steuersignals sofort zum Stillstand zu bringen. Da Störungen vom Kollektor der Motoren die Ansteuerungselektronik sehr nachteilig beeinflussen können, sind die Steuerkreise optoelektronisch voneinander getrennt. Die Anwendung bei Ansteuerung durch einen Mikrocomputer wird dadurch besonders einfach, z. B. zum Laden oder Suchen von Programmen und Dateien.

Antrieb mit einer Drehrichtung

Die Schaltung in *Bild 1* dient zur Ansteuerung eines Gleichstrommotors mit ca. 1 A Stromaufnahme. Im „Aus"-Zustand, ist der Motor über T2 kurzgeschlossen. Bei Anlegen des Steuersignals U_{st} „on" wird der Kurzschluß aufgehoben, und T1 speist den Motor.

Für zwei unterschiedliche Betriebsspannungen sind in *Tabelle 1* die Werte für R2, R4 und D1 angegeben. Der Optokoppler IC1 wird über den Transistor T3 angesteuert; hier kann selbstverständlich der Ausgang eines Logikgatters mit offenem Kollektor – z. B. SN 7406, SN 7407 – die gleiche Aufgabe übernehmen. Als optoelektrischen Koppelelement lassen sich eine Reihe von Typen verwenden, die in *Tabelle 2* aufgeführt sind. Ein eventuell vorhandener Basisanschluß des Fototransistors kann offengelassen werden.

Als Schalttransistoren finden Darlingtontransistoren mit Inversdioden Anwendung, (verwendbare Typen sind ebenfalls in Tabelle 2 aufgeführt). Sollten beim Aufbau keine Darlingtons zu Verfügung stehen, so können sie durch die in *Bild 2* angegebenen Ersatzschaltungen ersetzt werden.

Drehrichtungs-Umkehr

Die Schaltung in *Bild 3* ist eine Erweiterung der Gleichstrommotorsteuerung für die Umkehrung der Drehrichtung. Im Stillstand (ein/aus = Low) ist der Motor über T2 und T4 kurzgeschlossen. Bei Signalwechsel auf High wird der Motor – je nach Zustand des Signals $V/\overline{R}$ – über T1 oder T3 gespeist und der Kurzschluß aufgehoben. Opto-

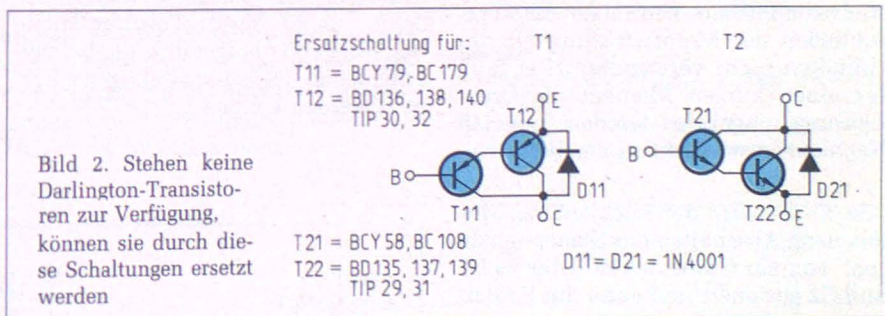


Bild 2. Stehen keine Darlington-Transistoren zur Verfügung, können sie durch diese Schaltungen ersetzt werden

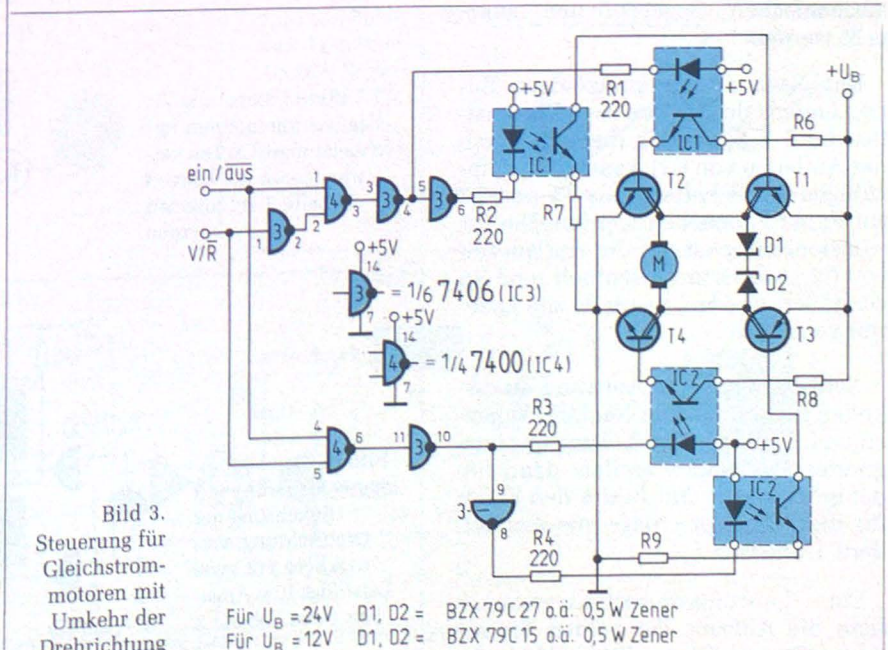


Bild 3. Steuerung für Gleichstrommotoren mit Umkehr der Drehrichtung

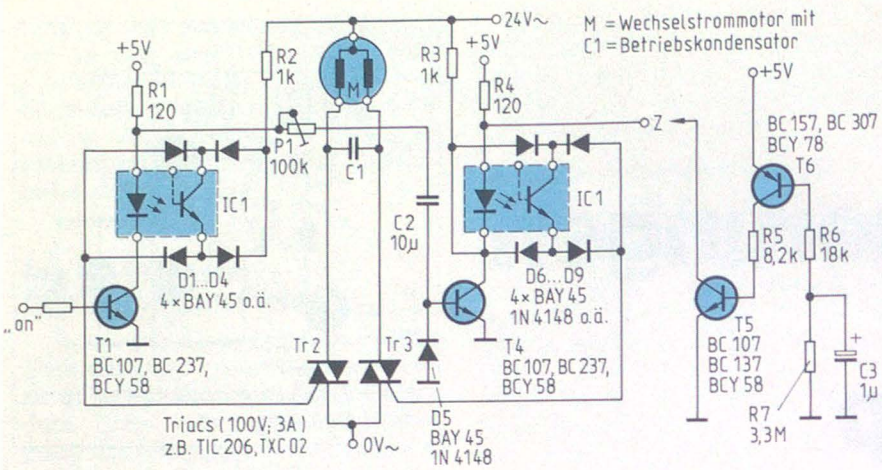


Bild 4. Steuerung für Wechselstrommotoren mit Motor-Stop

koppler und Transistoren können, wie in Tabelle 2 angegeben, verwendet werden. Ebenso lassen sich die Ersatzschaltungen aus Bild 2 verwenden. Für U_B = 12 V sind R6 bis R9 mit 10 kΩ, für U_B = 24 V mit 22 kΩ einzulöten.

Zwangs-Stop für Wechselstrommotoren

Für Wechselstrommotoren mit Betriebskondensator kann man das Kurzschließen der Motorwicklung für das Anhalten nicht verwenden. Hier muß für einen kurzen Moment die Drehrichtung umgekehrt werden, um den Nachlauf unwirksam zu machen.

In *Bild 4* wird der Rücklauf des Motors nach Abschalten des Steuersignals „on" von der Größe des RC-Gliedes P1 und C2 gesteuert und kann mit P1 den mechanischen Gegebenheiten angepaßt werden.

Der Nachteil des kurzzeitigen Zurücklaufens des Motors nach Einschalten der 5-V-Spannung (bedingt durch das Aufladen von C2), kann durch Hinzufügen der Schaltung aus T5 und T6 am Punkt Z behoben werden. Die Dimensionierung ist auf die Aufladezeit von C2 abgestimmt; eventuell muß R6 vergrößert werden, wenn P1 die Ladezeit vergrößert.

Sollte jemand den Aufwand an diskreten Bauteilen beim Nachbau scheuen und lieber zu einer Lösung mit integrierten Bausteinen greifen, dann findet er in *Bild 5* und *Bild 6* den Ersatz für die Schaltvorschläge aus den Bildern 1 und 3.

Ein Leistungsoperationsverstärker kann die Aufgabe der beiden Transistoren T1 und T2 aus Bild 1 übernehmen, ebenso ersetzen IC5 und IC6 die Transistoren in Bild 3. Diese Operationsverstärker aus der TDA-Reihe (SGS-ATES, AEG-TKF), besitzen eine Reihe von Vorteilen gegenüber den Transistoren, z. B. eine interne Strombegrenzung und eine Abschaltung bei thermischer Überlastung, so daß eine Zerstörung der Motorsteuerschaltung bei Defekt oder Blockade des Motors und bei einem Kurzschluß der Motorzuleitung nicht auftreten kann. In *Tabelle 3* sind einige Leistungsoperationsverstärker aufgeführt, die bei verschiedenen Betriebsspannungen eingesetzt werden können.

Tabelle 1. Bauteile-Werte für Bild 1

Werte für	R2	R4	D1/0,5 W
U_B = 12 V	18 kΩ	10 kΩ	BZX 79C15 o. ä.
U_B = 24 V	47 kΩ	27 kΩ	BZX 79C27 o. ä.

Tabelle 2: Verwendbare Halbleiter für die Schaltung

Transistoren:

T 1 TIP 125, TIP 126, TIP 127, BD 644, BD 646, BD 648, BD 650

T 2 TIP 120, TIP 122, TIP 121, BD 643, BD 645, BD 647, BD 649

Optokoppler IC 1:
ICT 6, MCT 6, MCT 66, MCT 26, MCT 210, MCT 2, 4 N 35, 4 N 36, 4 N 37, CNY 17, CNY 32, CNY 33, CNY 47, H 15A 1–2, H 11 D1–4, H 11 A 520–550–5100

Tabelle 3: Verwendbare Leistungsoperationsverstärker für IC 5 und IC 6

U_B = 14 V TDA 2002
U_B = 28 V TDA 2010
U_B = 36 V TDA 2030

Stichworte zum Inhalt

Motor-Positionierung, Kollektorstörungen, Drehrichtungs-Umkehr, Wechselstrommotor-Antrieb.

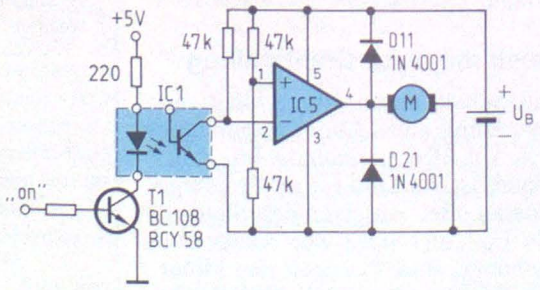


Bild 5. Steuerung für Gleichstrommotoren mit Nf-Leistungs-ICs. Die verwendbaren ICs können Tabelle 3 entnommen werden

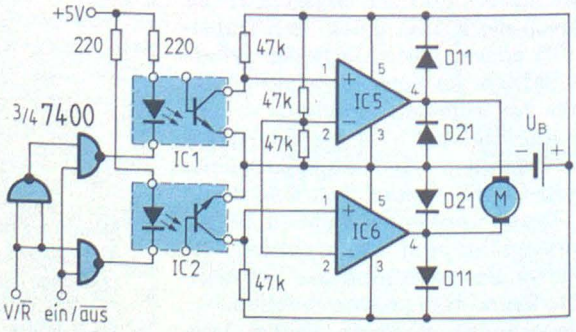


Bild 6. Gleichstrommotor-Steuerung mit Umkehrung der Drehrichtung, verwirklicht mit zwei Leistungs ICs. Angaben siehe Tabelle 3

Michael Arnoldt

Foldback-Kennlinien

Messungen an Spannungsreglern

In elektronischen Netzgeräten finden häufig Spannungsregler Verwendung, deren Ausgangsdiagramm ein Foldback-Verhalten zeigt. Der Foldback-Regelteil ist im IC integriert und hat den Zweck, bei Stromüberlastung oder Kurzschluß den Ausgangsstrom und damit die im IC umgesetzte Leistung zu begrenzen.

Die Messung und oszilloskopische Darstellung der Foldback-Kennlinie erfolgt automatisch mit der hier vorgestellten Prinzip-Meßschaltung nach *Bild 1*. Der Generator erzeugt eine Sägezahnspannung, die mit dem Transistor T in einen Strom umgewandelt wird, der den Spannungsregler belastet. Der Spannungsabfall an R verläuft direkt proportional zum Laststrom. Führt man die Spannung an R auf den X-Eingang eines Oszilloskops und die Spannung U_a an den Y-Eingang, so ergibt sich die in *Bild 2* dargestellte Kennlinie.

Die ausführliche Meßschaltung zeigt *Bild 3*. Die Verstärker V1...V4 sind in IC1 (LM324) enthalten. V1 stellt einen Integrator dar, der durch Auf- und Entladung des Kondensators C (100 pF) die Sägezahnspannung erzeugt. V2 dient als Schmitt-Trigger, dessen Triggerpunkt sich mit P2 (250 kΩ) einstellen läßt. V3 arbeitet als Inverter. Die kurzen positiven Impulse am Ausgang von V3 bewirken – an den invertierenden Eingang von V1 geleitet – die Entladung von C. P1 erlaubt die Verstellung der Schwingfrequenz.

V4 ist als Komparator eingesetzt. Er steuert den Transistor T (z. B. 2N3054) so an, daß der Spannungsabfall am Lastwiderstand R gleich der Sägezahnspannung ist. Der zeitliche Verlauf des Stroms I_L entspricht daher weitgehend der Sägezahnspannung.

Im Fall des hier gemessenen 12-V-Spannungsreglers TBA 625 BX mit Strombegrenzungseinsatz bei ca. 130 mA genügt die Bestückung mit einem Transistor 2N3054 und einem 10-Ω-Lastwiderstand. Für höhere Ströme ist ein zusätzlicher Stromverstärker zwischen V4 und T oder ein Darlingtontransistor (z. B. MJ 3000) erforderlich. R ist entsprechend dem maximalen Laststrom I_L zu verkleinern, die Mindestbelastbarkeit berechnet man aus $P_L = U_a \cdot I_L$.

Charakteristisch für das Rückregelverhalten der Spannungsregler mit Foldback-Kennlinie ist, daß der überlastete Regler den fallenden Teil der Kennlinie automatisch und sehr schnell durchläuft, sobald I_{Lmax} überschritten ist. Daher ist der Foldback-Teil normalerweise nur schwach auf dem Bildschirm zu erkennen. Um das Durchlaufen der Foldback-Kennlinie zu verlangsamen und diesen Teil heller abzubilden, wird ein Kondensator von ca. 10 nF zwischen Kollektor und Basis des Transistors T geschaltet.

Literatur

[1] National Semiconductors: Voltage Regulator Handbook.
[2] National Semiconductors: The Great Conquerors, Linear Quad Application Book.

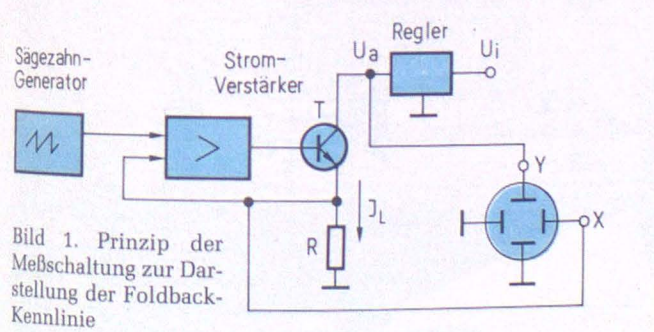


Bild 1. Prinzip der Meßschaltung zur Darstellung der Foldback-Kennlinie

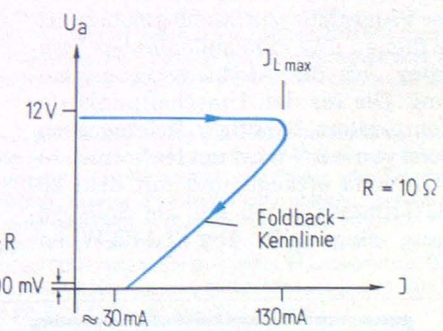


Bild 2. Verlauf einer typischen Foldback-Kennlinie für den Regler TBA 625 BX

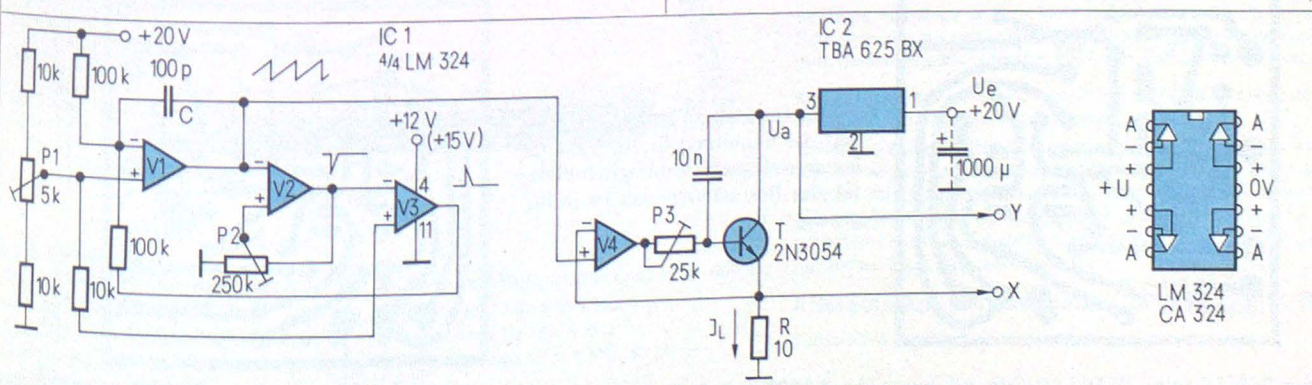


Bild 3. Ausführliche Meßschaltung, geeignet zur Aufnahme der Kennlinie mit einem Oszilloskop

Michael Arnoldt

Netzgerät mit Festspannungs-Speichern

Für den Laborbetrieb ist es gelegentlich von Vorteil, über ein Netzgerät zu verfügen, das nicht nur kontinuierlich einstellbar ist, sondern auch über einen digitalen Festspannungsspeicher verfügt, der von außen quasi-kontinuierlich veränderbar ist. Die vorliegende Arbeit beschreibt die Schaltung eines derartigen Netzgeräts.

Beim Entwurf dieses Netzgeräts stand im Vordergrund der Bedarf an einer möglichst großen Zahl von Festwertspeichern, die sich in kleinen Stufen, d. h. mit großer Auflösung, verändern lassen und mit geringem Aufwand realisierbar sind.

Ein geeignetes Speicher- und Wandler-IC liegt in Form des SAB 2022 (Valvo) vor, das zur Speicherung fester Abstimmspannungen für Rundfunk- und Fernsehempfänger konzipiert wurde. Es gestattet die Speicherung von 16 Festwerten zu 5 Bit. Die Veränderung erfolgt also in $2^5 = 32$ Stufen bzw. mit einer Abstufung von 3 % des Maximalwerts.

Funktion des Speicher-Bausteins

Das Festwertspeicher-IC SAB 2022 stellt den Kern der Schaltung dar. Weil das IC auch für andere Zwecke eingesetzt werden kann, erscheint zunächst eine Darstellung der wesentlichen Eigenschaften angebracht.

Tabelle 1. Zählerstand in Abhängigkeit der Eingänge P_A...P_D

P_A	P_B	P_C	P_D	Zähler (Speicher)
L	L	L	L	1
H	L	L	L	2
L	H	L	L	3
H	H	L	L	4
L	L	H	L	5
H	L	H	L	6
L	H	H	L	7
H	H	H	L	8
L	L	L	H	9
H	L	L	H	10
L	H	L	H	11
H	H	L	H	12
L	L	H	H	13
H	L	H	H	14
L	H	H	H	15
H	H	H	H	16

Bild 1 zeigt die Blockschaltung des ICs. Alle 5-Bit-Zähler werden vom Takt des RC-Oszillators angesteuert. Die Zählrichtung kann über die Eingänge V (Stift 11) oder R (Stift 10) vor- bzw. rückwärts gewählt werden. Der Inhalt des Zählers wird vom 5-Bit-Bus an den Binärfolgen-Multiplizierer geführt. Von den 16 Zählern ist mittels der Adreßeingänge (Programmeingänge) P_A...P_D (5...2) und des Multiplexers jeweils nur einer zu aktivieren.

Die Zuordnung von angesprochenem Zähler und Adreß-Information zeigt *Tabelle 1*. Man erkennt die rein binäre Codierung. Mit der Adressierung eines Zählers wird nicht nur der Takt zum Zählereingang, sondern auch der Zählerausgang zum D/A-Wandler über den Ausgangsbus verbunden.

Der D/A-Wandler ist als Binärfolge-Multiplizierer (binary rate multiplier) BFM ausgeführt. Der BFM stellt eine Schaltung dar, die am Ausgang eine Impulsfolge liefert, deren Tastverhältnis $t_H : t_{H+L}$ vom angelegten Binärwert abhängt. Beträgt der Binärwert z. B. 7 und handelt es sich um einen 4-Bit-BFM, so schaltet der Ausgang während je 16 Impulsen am Takteingang (4-Bit-Folge) siebenmal nach H; $t_H : t_{H+L} = 7 : 16$. Durch einen Tiefpaß am Ausgang läßt sich eine Gleichspannung gewinnen, deren Größe sich direkt aus dem Binärwert ergibt. Im Gegensatz zu herkömmlichen D/A-Wandlern ist die Genauigkeit der Ausgangsspannung nicht von Bauteilen und ihren Toleranzen abhängig. Daher lassen sich auf der Basis von BFM D/A-Wandler mit sehr hoher Auflösung preiswert realisieren.

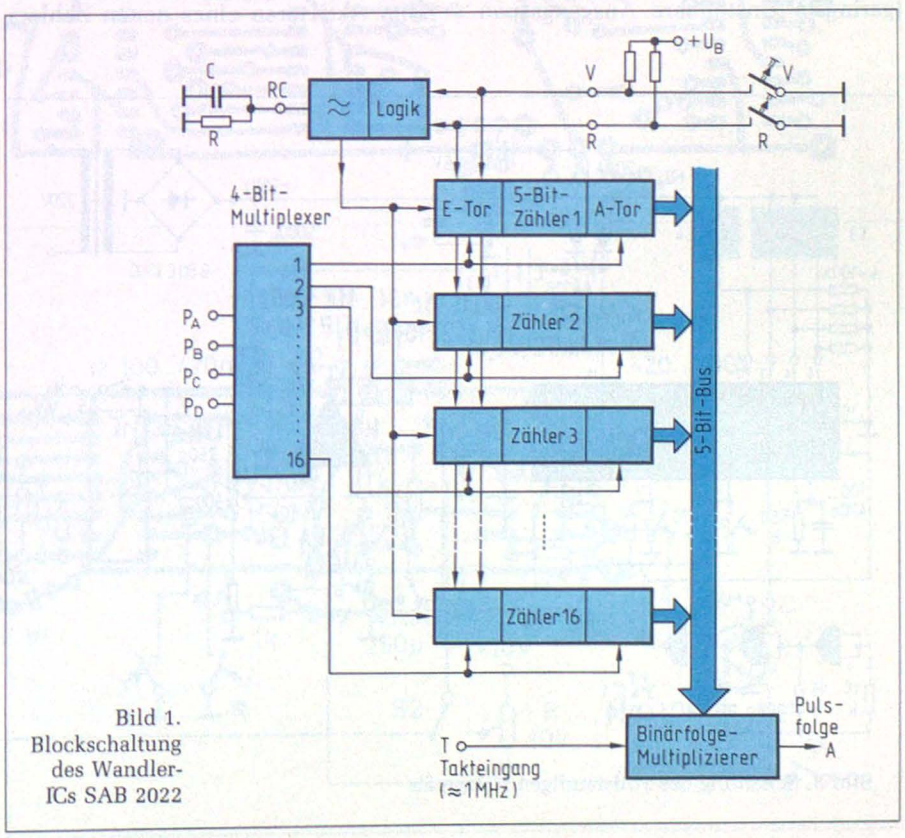


Bild 1. Blockschaltung des Wandler-ICs SAB 2022

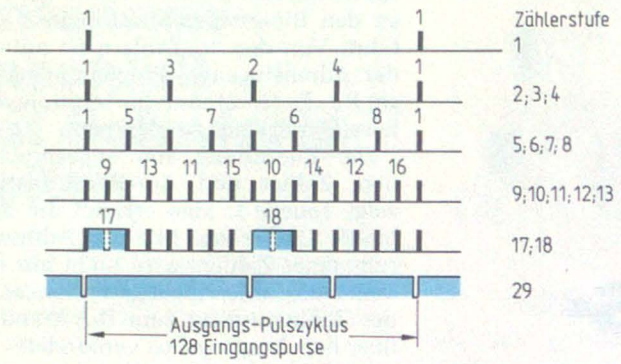


Bild 2. Ausgangsspannungsfolge am Binärfolge-Multiplizierer für einige der 32 gespeicherten Spannungswerte. Die Zahlen kennzeichnen das Erscheinen des jeweiligen H-Pulses in Verbindung mit der gleichzähligen Zählerstufe

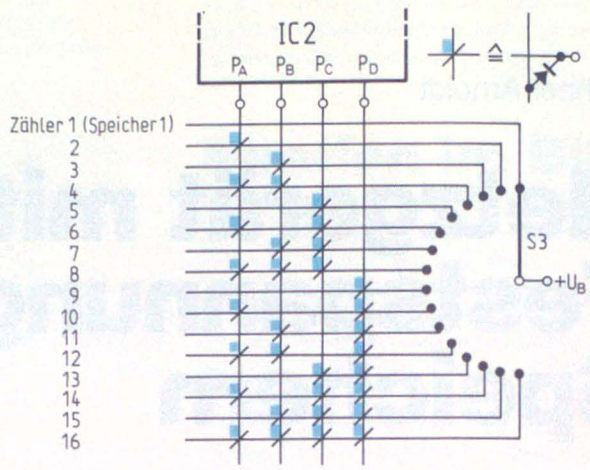


Bild 4. Ansteuerung der Adreß-Eingänge mit einem 16poligen Schalter und Codiermatrix

Der BFM des SAB 2022 ist – bedingt durch zusätzliche Frequenzteilungen – so aufgebaut, daß ein Ausgangstaktzyklus auf 128 Eingangstaktperioden entfällt. Beträgt z. B. die Eingangsfrequenz exakt 256 kHz, so erhält man einen Ausgangszyklus von 500 µs Länge. Die Dauer jedes einzelnen H-Impulses errechnet sich zu 500 µs : 32 = 15,625 µs. Wenn also alle 500 µs ein H-Impuls von 15,625 µs vorliegt, entspricht dies einem Tastverhältnis von 1 : 32. Die bei U_B = 10 V gemessene Ausgangsspannung U_a beträgt 0,3125 V = 10 V : 32. In diesem Fall (geringste einstellbare Ausgangsspannungsstufe) erhält der BFM das 5-Bit-Wort LLLLH vom Bus übermittelt.

Die nächste Spannungsstufe 0,625 V entspricht dem Wert LLLHL. In der zugehörigen Impulsfolge treten zwei Impulse zu 15,625 µs während 500 µs Zykluszeit auf (Tastverhältnis 2/32).

Die Realierung aller 32 Werte erfordert ebensoviele verschiedene Impulsfolgen, einige sind in *Bild 2* dargestellt.

Zu gleicher Zeit kann nur jeweils ein Zähler angesprochen werden bzw. seinen Inhalt an den BFM weitergeben. Die nicht aktivierten Zähler bleiben auf ihrem jeweiligen Stand stehen. Beim Aktivieren eines neuen Zählers wird zunächst dessen Inhalt an den BFM geleitet. Das Betätigen eines der Taster V oder R bewirkt mit dem Taktsignal vom bestehenden Zählerstand aus das Vor- oder Rückwärtszählen.

Der RC-Taktgenerator wird erst beim Betätigen eines Tasters durch die Logikschaltung gestartet. Auf diese Weise lassen sich Kontaktprellungen vermeiden. Die Taktzeit des RC-Pulsgenerators beträgt ungefähr 0,7 · R · C. *Tabelle 2* zeigt die vier möglichen Funktionen, die sich durch die Taster bzw. Eingänge V und R realisieren lassen. Unabhängig von den Eingängen V und R läßt sich der 50-%-Wert auch durch CH = H (Stift 15) verwirklichen.

Das IC verfügt zusätzlich über Betriebseingänge, deren Funktionen in *Tabelle 3* dargestellt sind.

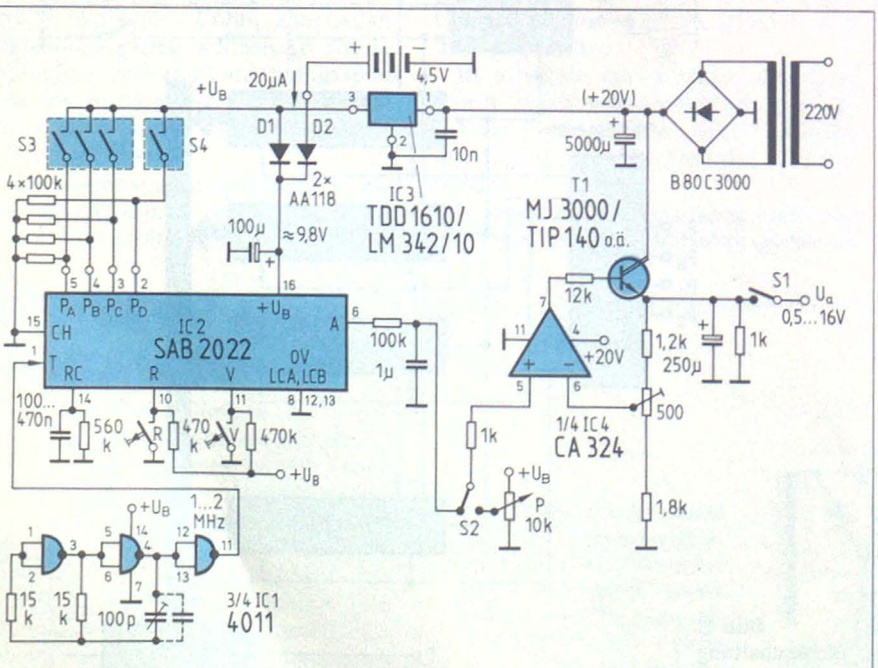


Bild 3. Schaltung des vollständigen Netzgeräts

Tabelle 2. Funktionen der Tasten V und R

R	V	Funktion
H	H	Startposition
L	H	Verringern des ausgegebenen Analogwertes
H	L	Erhöhen des ausgegebenen Analogwertes
L	L	Grundeinstellung, Ausgabe von 50 % des maximalen Analogwertes

Tabelle 3. Funktion der Eingänge LCA und LCB

LCA	LCB	Betriebsart
H	H	Testbetrieb
L	H	Rückstellen aller internen Flipflops
H	L	Ruhebetrieb (alle Ausgänge = L)
L	L	Normalbetrieb

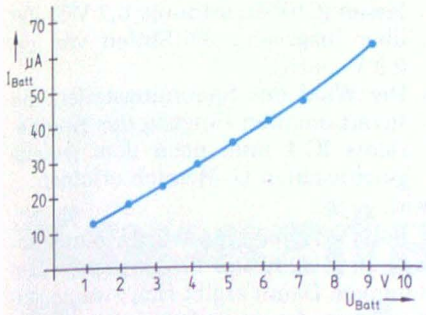


Bild 5. Stromaufnahme von IC 2 aus der Batterie bei Netzausfall

Hervorzuheben ist die Stellung „Ruhebetrieb". Sie deaktiviert das IC, die Zählerinhalte bleiben jedoch gespeichert. Der Ruhestrom sinkt bei voller Betriebsspannung auf einige µA ab. Anzumerken ist hier noch, daß sich die Zählerinhalte nicht verflüchtigen, solange eine minimale Betriebsspannung von typ. 3,3 V nicht unterschritten wird.

Schaltung des Netzgeräts

Der Binärfolge-Multiplizierer BFM benötigt eine Taktversorgung, die der Oszillator (3/4 IC 1, 4011) liefert (*Bild 3*). Die Frequenz kann mit dem Trimmkondensator 100 pF (o. ä.) eingestellt werden. Beim Trimmer-Minimalwert beträgt sie etwa 1...2 MHz. Sie sollte möglichst hoch gewählt werden, um die Welligkeit der Analogspannung am Ausgang des Tiefpasses gering zu halten. Die vom IC verarbeitete maximale Taktfrequenz liegt ebenfalls zwischen etwa 1...2 MHz. Für die Verstellung des Zählers und damit der Ausgangsspannung hat sich am Anschluß RC ein Verzögerungsglied von 560 kΩ und 100...470 nF als recht brauchbar erwiesen.

Die Adressierung des gewünschten Zählers über den Multiplexer und die Eingänge P_A...P_D läßt sich auf verschiedene Weise realisieren. Am einfachsten, wenn auch bedienungsunfreundlichsten, dürfte die Verwendung von vier Einzelschaltern sein. Die nächstgünstigere Lösung bildet wohl die Kombination aus BCD-Codierschalter S3 für die Eingänge P_A...P_C mit einem Einzelschalter S4 für P_D. Am Codierschalter lassen sich dabei nur die Stellungen 0...7 ausnutzen.

Für die Auswahl fest eingestellter und gleichbleibender Spannungen eignet sich am besten ein Drehschalter. Jeder Stellung ist auf der Frontplatte des Netzgeräts leicht der gespeicherte Spannungswert zuzuordnen. Die Ansteuerung von P_A...P_D kann sowohl über vier Ebenen des Drehschalters (mit max. 16 Stellungen) als auch über eine Ebene und eine Dioden-Codiermatrix nach *Bild 4* erfolgen.

Spannungsversorgung

Die Betriebsspannung U_B von IC 2 darf zwischen 8 V und 10 V liegen. Für das Mustergerät wurden 10 V mit IC 3 als 10-V-Festspannungsregler gewählt. Da der BFM ein multiplizierender D/A-Wandler ist, der das Produkt aus Betriebsspannung U_B und dem digitalen 5-Bit-Wort bildet, muß U_B sehr konstant gehalten werden. Um bei Ausfall der Netzspannung zu verhindern, daß die Zählerstände verlorengehen, ist im Mustergerät eine Batterie vorgesehen. Die Entkopplung beider Betriebsspannungen erfolgt über beliebige Ge-Dioden. Kurzzeitausfälle bis 12 s überbrückt der 100-µF-Kondensator (1000 µF: ca. 3 min) an Stift 16.

Die Stromaufnahme aus der Batterie in den Eingang $+U_B$ (inkl. Sperrstrom durch D1) zeigt *Bild 5* in Abhängigkeit von U_B.

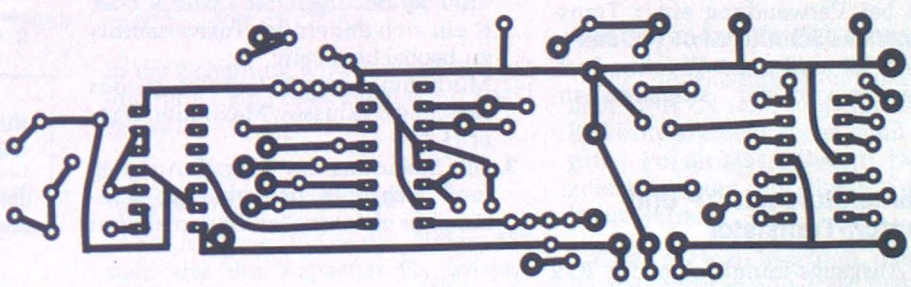


Bild 6. Platinenvorlage zum Aufbau der Schaltung

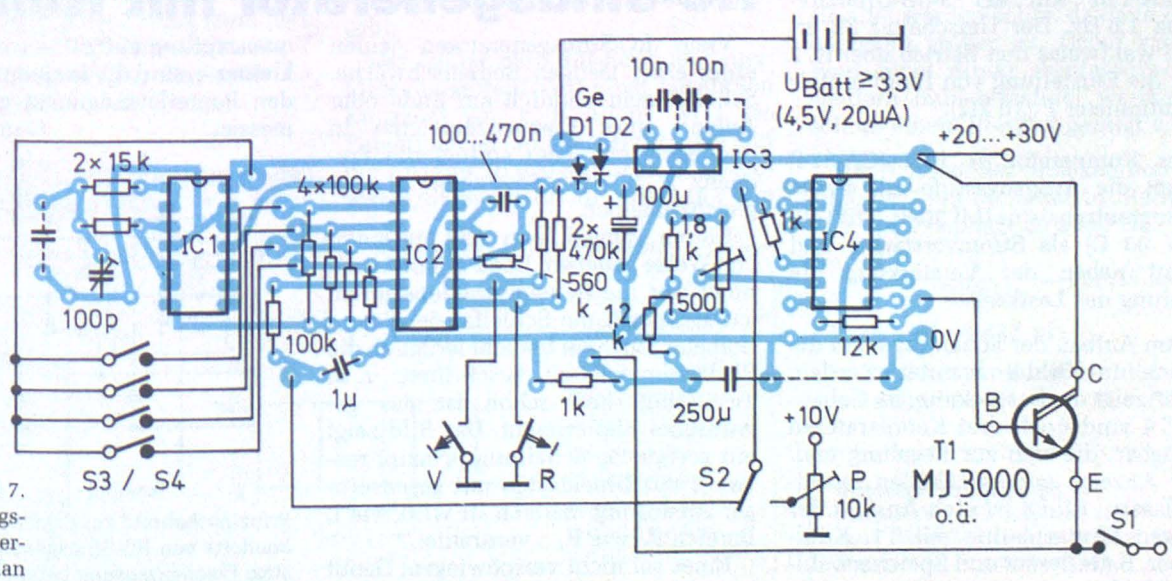


Bild 7. Bestückungs- und Verdrahtungsplan

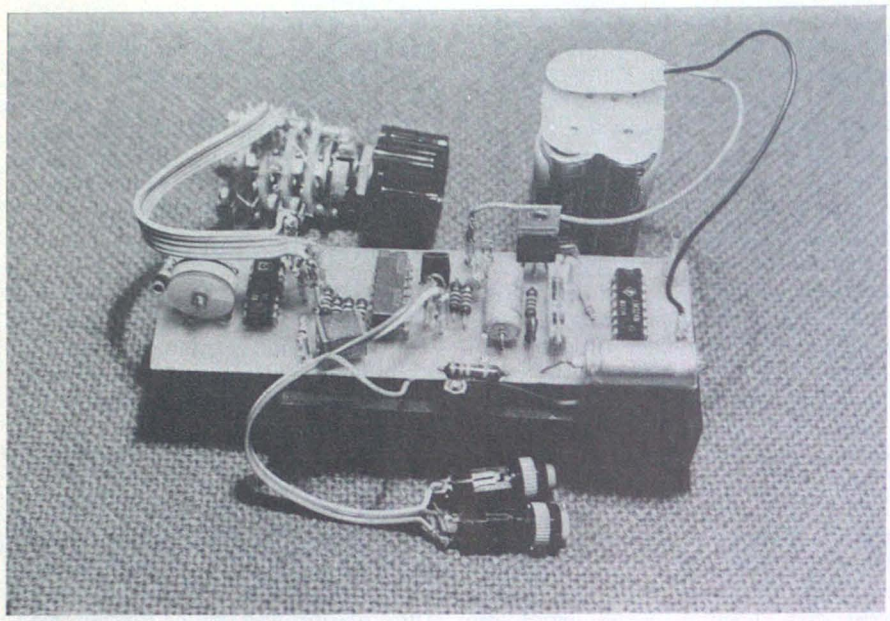


Bild 8. Ansicht der Musterplatine mit T1, Kühlkörper, Batteriesatz und S3

Das Netzgerät sollte wegen der Datensicherung nur bei längeren Unterbrechungen durch Ziehen des Netzsteckers außer Betrieb genommen werden. Die Ausgangsspannung kann hingegen durch S1 abgeschaltet werden. Die Stromaufnahme des Mustergeräts beträgt bei Verwendung eines Transformators des Schnitts M 65 (65 mm × 65 mm × 28 mm) nur 9 W (ohne Last, unabhängig von der Ausgangsspannung).

Verstärkerstufe mit OP und Darlington-Transistor

Die Ausgangs-Impulsfolge des IC 2 in Bild 3 gelangt auf einen Tiefpaß 100 kΩ/1 µF mit der 3-dB-Grenzfrequenz 1,6 Hz. Der Umschalter S2 erlaubt wahlweise den Betrieb über IC 2 oder die Einstellung von Hand mittels Potentiometer P (10 kΩ).

Der Komparator ¼ IC 4 (CA 324) steuert die Ausgangsstufe mit einem Darlingtontransistor (MJ 3000, TIP 140, BDW 83 C) als Stromverstärker und nimmt neben der Verstärkung die Regelung des Lastkreises vor.

Zum Aufbau der Schaltung kann die Platine in *Bild 6* benutzt werden. *Bild 7* zeigt die Bestückung. Im Gehäuse IC 4 sind noch drei Komparatoren verfügbar, die sich zur Regelung und/oder Anzeige anderer Größen einsetzen lassen. *Bild 8* ist eine Ansicht der fertigen Musterplatine mit T1, Kühlkörper, Batteriesatz und Speicherwahlschalter S3.

Abgleich und Betrieb

1. Der Oszillator IC 1 sollte im Bereich 1...2 MHz schwingen und bei Verwendung eines Trimmkondensators veränderbar sein.
2. Am Ausgang A von IC 2 (Stift 6) muß bei Betätigen der Taster V oder R ein sich änderndes Tastverhältnis zu beobachten sein;
   Minimum: kurze H-Impulse, 1/32 des Ausgangszyklusses, Maximum: Dauer-H ≙ + U_B.
3. Die Spannung am Tiefpaß-Ausgang muß sich (bei hochohmiger Messung) in gleichgroßen Stufen ändern lassen (Größenordnung: 0,3 V/Stufe) über insgesamt 32 Stufen von ca. 0,3 V...+U_B.
4. Die Wahl des Spannungsteilers am invertierenden Eingang des Komparators IC 4 muß nach dem jeweils gewünschten U_a-Bereich erfolgen.

Beim Mustergerät wurde eine Stufung von U_a in 0,5-V-Schritten vorgenommen. Damit ergibt sich zwangsläufig die maximale Spannung von 16 V. Die Verstärkung des Komparators muß folglich 1,6 betragen. Der Feinabgleich erfolgt am 500-Ω-Trimmwiderstand. Der Nachteil, daß die Betriebsspannung U_B wegen der eingefügten Ge-Diode D1 nur ca. 9,8 V statt 10 V beträgt, läßt sich durch die Verstärkung vollständig ausgleichen.

Für U_{amax} = 20 V muß die Stufung 20 V : 32 = 0,625 V und die Verstärkung 2 betragen. Wegen des „unhandlichen" Wertes 0,625 V empfiehlt sich für höhere Ausgangsspannungen die 1-V-Stufung mit einer Verstärkung von ca. 3,2. Zu beachten ist jedoch, daß die maximale Betriebsspannung des ICs CA 324 bei 32 V und die der meisten 10-V-Festspannungsregler bei 35 V liegt.

Literatur

[1] Valvo-Datenblatt SAB 2022.
[2] *Degen, Winfried:* Alternativen beim Bau von D/A-Wandlern, FUNKSCHAU 8/1979, S. 435.

Stichworte zum Inhalt
SAB 2022, Binärfolge-Multiplizierer, BCD-Codierschalter, Dioden-Codiermatrix, D/A-Wandler.

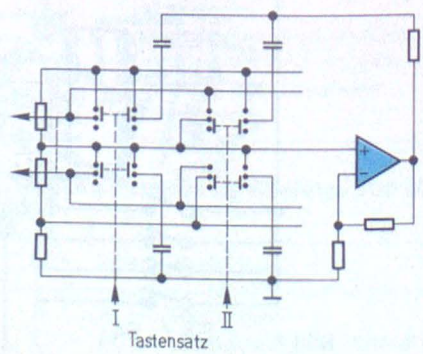
RC-Sinusgenerator mit Komfort

Viele RC-Sinusgeneratoren leiden unter einer lästigen Bedienschwäche. Schaltet man nämlich am Ende oder Anfang eines Frequenzbereiches in den nächsten, dann springt die Frequenz z. B. um den Faktor 10 statt gleichzubleiben.

Diesen Mangel kann man auf einfache Weise beheben. Dazu schaltet man nicht nur die Bereichskondensatoren, sondern auch die Schleifer der Potentiometer um. Man braucht lediglich die Skala doppelt zu beschriften, z. B. zweifarbig, und schon ist das gewünschte Ziel erreicht. Das *Bild* zeigt ein geeignetes Schaltungsprinzip, realisiert mit Drucktasten mit gegenseitiger Auslösung. Bereich III wird wie I, Bereich IV wie II, ...verdrahtet.

Eines sei nicht verschwiegen: Damit beim Umschalten nicht doch ein Frequenzsprung auftritt – wenn auch ein kleiner –, sind die frequenzbestimmenden Bauteile möglichst genau auszumessen.

Günter Gertheiss



Prinzipschaltbild zur Erhöhung des Bedienkomforts von RC-Sinusgeneratoren. Der lästige Frequenzsprung beim Umschalten am Anfang oder Ende der Skala entfällt

Horst Ehrle

Kapazitäts-Konverter

Immer noch erreichen uns Zuschriften zu dem Miniaturzähler für Frequenz und Periodendauer aus dem Heft 7/1976. Da dieses Gerät von sehr vielen Lesern gebaut wurde, wollen wir einen Zusatz, der uns von einem Leser zugesandt wurde, noch nachträglich veröffentlichen.

Mit dem hier beschriebenen Vorsatz für den FUNKSCHAU-Mini-Zähler können Kondensatoren von 100 pF bis 9,9 µF gemessen werden.

Als Frequenz- bzw. Periodendauer-Wandler dient der Timer 555, der als astabiles Flipflop geschaltet ist *(Bild)*.

Ermittlung der Periodendauer T

Für das Diagramm im Bild gelten folgende Formeln:

$t_1 = 0{,}693 \cdot (R1 + R2) \cdot Cx$
$t_2 = 0{,}693 \cdot R2 \cdot Cx$
$T = t_1 + t_2 = 0{,}693 \cdot (R1 + 2 \cdot R2) \cdot Cx$

Macht man zur Bedingung, daß R1 und R2 gleich groß sind, dann gilt:

$R1 = R2 = R$

$T = 2{,}079 \cdot R \cdot Cx$

Aus der letzten Gleichung kann man entnehmen, daß die Periodendauer T direkt proportional zur Kapazität Cx ist, wenn R konstant ist:

$T \sim Cx$

Die Schaltung ist so ausgelegt, daß eine Periodendauer von T = 1 ms = 1000 µs (1000 µs ≙ Anzeige des FUNKSCHAU-Mini-Zählers) einer Kapazität von 1000 pF entspricht.

Die Ermittlung des Widerstandes R der Schaltung wird durch folgende Berechnung vorgenommen:

$$R = \frac{T}{2{,}079 \cdot C} =$$

$$\frac{10^{-3}\ s \cdot V}{2{,}079 \cdot 1000 \cdot 10^{-12}\ As} = 481\ k\Omega$$

In der Schaltung wird R 2 mit 470 kΩ und für R1 ein Potentiometer mit 1 MΩ gewählt.

Abgleich des Konverters

Am Ausgang (Pin 3) des Timers 555 steht das der Kapazität Cx entsprechende Signal zur Verfügung, das direkt auf den Eingang des Mini-Zählers geht.

Der Zähler wird auf Periodendauermessung gestellt. Mit einer bekannten Kapazität von z. B. 10 nF wird das Potentiometer so eingestellt, daß auf der Anzeige 10 000 erscheint. Der Konverter ist damit für die Messung von Kondensatoren von 100 pF...9,9 µF kalibriert.

Messen mit Hilfe des Konverters

Der unbekannte Kondensator mit dem Wert Cx wird angeschlossen (bei Elektrolytkondensatoren muß der negative Pol an Masse liegen). Der Kapazitätswert kann nun direkt in pF abgelesen werden.

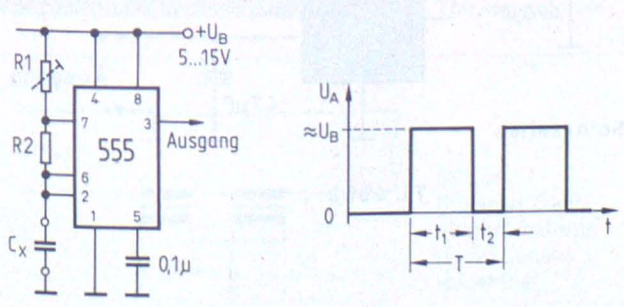
Es ist noch zu beachten, daß für Kapazitäten mit weniger als 1000 pF der Zähler auf Frequenzmessung umgeschaltet werden sollte, da dann die Genauigkeit größer ist. Dabei kann der Wert nicht direkt abgelesen werden, sondern muß errechnet werden. Das soll an einem Beispiel gezeigt werden:

Die Anzeige der unbekannten Kapazität sei 2340 (Schalter in Stellung f), d. h. die Frequenz ist 2340 Hz.

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{2340\ Hz} = 427{,}35\ \mu s$$

427,35 µs ≙ ≈ 427 pF.

Die Betriebsspannung für den Timer kann zwischen 5 V und 15 V liegen.



Der als astabiles Flipflop geschaltete Timer als Vorsatz zum FUNKSCHAU-Minizähler ermöglicht die Messung von Kondensatoren mit 100 pF bis 9,9 µF

Neue VDE-Bestimmung

Nun liegt sie auf dem Tisch, die Bestimmung VDE 0869/81 für „Elektrische und elektronische Bausätze". Der vorliegende Normentwurf stellt allerdings noch nicht die endgültige Fassung dar: Bis zum 30. September 1981 können noch Einsprüche und Änderungsvorschläge einschließlich der Begründung gerichtet werden an die Deutsche Elektrotechnische Kommission im DIN und VDE (DKE), Geschäftsstelle Frankfurt, Stresemannallee 15, 6000 Frankfurt/Main 70.

Nach mehr als vierjähriger Tätigkeit des Arbeitskreises (die FUNKSCHAU berichtete im Leitartikel in Heft 22/1979 über die Problematik) liegt nun eine Norm vor, die es den Bausatzherstellern erleichtert, die Bausätze so auszuführen, daß der Kunde nach der Fertigstellung ein sicheres Gerät erhält.

Stichworte zum Inhalt
Miniaturzähler für Frequenz und Periodendauer, Timer 555, astabiles Flipflop, Kapazitätsmessung, Frequenzmessung.

Peter Mahr

Spannungs-wandler für Solarzellen

Bedingt durch die allgemeine Energieverknappung wird die Weiterentwicklung von Solarzellen in hohem Maße vorangetrieben. Damit werden auch die Preise für den Hobbyelektroniker interessant, der diese Zellen möglichst sinnvoll einsetzen will. Da die jetzt schon käuflichen Solarpanels mit Spannungen von 6 V und mehr recht teuer sind, kann der Selbstbau einer Klein-Solaranlage interessant sein.

Die hier vorgestellte Anlage ist schon über ein Jahr in der praktischen Erprobung und arbeitet zufriedenstellend. Es handelt sich um eine Gruppe von nur drei Solarzellen mit den Abmessungen von jeweils 20 mm x 40 mm, die in Serie geschaltet sind und somit eine Spannung von 1,1 V bis 1,5 V abgeben können.

Wandler mit minimalem Aufwand

An diese drei Zellen wird eine Spannungswandler-Schaltung angeschlossen, die mit einem Wirkungsgrad von 60...80 % eine maximale Ausgangsspannung von 9 V abgibt. Die Schaltung ist mit dem IC TL496C (Texas Instruments) aufgebaut, das nur noch drei weitere Bauteile benötigt:

1. einen Eingangskondensator zum Puffern der Stromspitzen von etwa 1 A des Schaltreglers. Er wird laufend von den Solarzellen nachgeladen;
2. eine Induktivität von mindestens 50 µH. Bei der im Mustergerät verwendeten Induktivität handelt es sich um einen Siferrit-Kern mit Luftspalt, 11 mm Durchmesser und einem A_L-Wert von 400 nH, der mit Kupferlackdraht (0,4 mm) vollgewickelt wurde und
3. ein Ausgangskondensator, der die Ladung der Spule aufnimmt und gesiebt an den Verbraucher abgibt.

Generell ist zu sagen, daß als Induktivität große Kerne, mit dickerem Draht bewickelt, bessere Ergebnisse in bezug auf den Wirkungsgrad bringen. Je geringer der reelle Widerstand der Spule, um so besser ist der Wirkungsgrad.

Prinzip des Sperrwandlers

Die Schaltung arbeitet nach dem Prinzip eines Sperrwandlers. Das IC ist für eine maximale Ausgangsspannung von 9 V ausgelegt.

Der gute Wirkungsgrad wird auch beibehalten, wenn kleinere Spannungen benötigt werden. So können Akkus von 2,4...8,4 V geladen werden. Mit der vom Autor erprobten Schaltung wird ein Kofferradio betrieben, das einen Nennbedarf bei 6 V von 15 mA hat, der von dem Wandler noch bei leicht bedecktem Himmel abgegeben werden kann. Bei vollem Sonnenschein beträgt die Ausgangsleistung der Solaranlage 7 V und 25...30 mA, wobei das Radio mit großer Lautstärke betrieben und der angeschlossene Akku noch gepuffert wird.

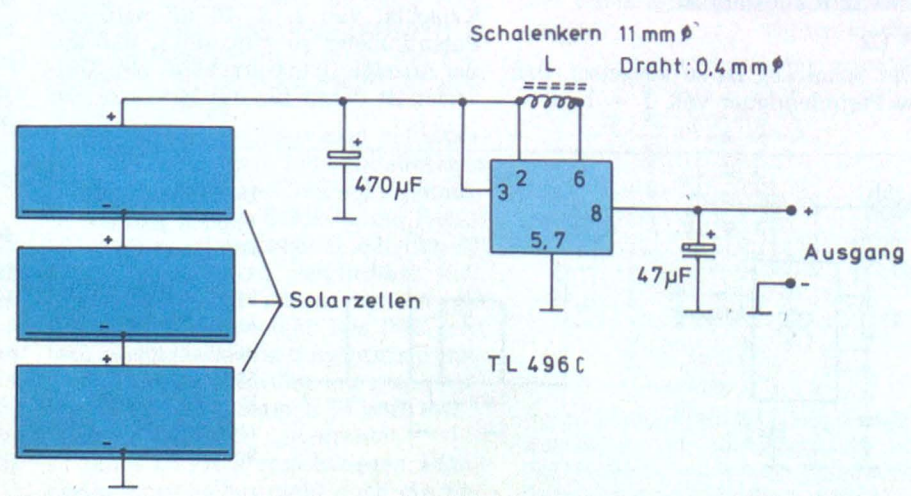
Werden noch größere Leistungen benötigt, so können Solarzellen bis maximal 0,5 A Ausgangsstrom angeschlossen werden. Eine weitere Leistungserhöhung ist zu erreichen, wenn fünf oder sechs Zellen in Serie eingesetzt werden, wobei zu beachten ist, daß Anschluß 3 des ICs aufgetrennt werden muß, wenn die Eingangsspannung 2,5 V erreicht. Die Eingangsspannung an Pin 2 darf 3,5 V nicht überschreiten.

Da die Schaltung aus nur vier Bauteilen besteht, erübrigt sich eine Leiterplatte. Es hat sich als praktisch erwiesen, die Schaltung kompakt auf einer Lochrasterplatte aufzubauen, in ein kleines Modulgehäuse zu stecken und – nach Funktionstest – zu vergießen.

Literatur

[1]Linear Integrated Circuits,; 9-V-Power-Supply Controller TL496C; Texas Instruments.

Stichworte zum Inhalt
Solarpanel, Solarzellen, Gleichspannungswandler, Akku-Pufferung, TL496C.



Mit wenigen Bauteilen kann eine Wandlerschaltung aufgebaut werden, die die Spannung von drei Solarzellen von maximal 1,5 V auf 9 V anhebt

Jürgen Jordan

Transduktoren

Als Bauelemente der Steuer- und Regeltechnik sind Transduktoren durch die Entwicklung der Leistungselektronik überholt. Für den Praktiker bleiben sie wegen ihres einfachen, robusten Aufbaues dennoch interessant. Die folgenden Ausführungen sind als Anregung zu eigenen Experimenten gedacht.

Nach [1] ist ein Transduktor „ein Gerät,..., das den nichtlinearen Zusammenhang zwischen dem magnetischen Fluß Φ und der magnetisierenden Stromstärke I in einer Eisendrossel ausnutzt" (*Bild 1*). In der einfachsten praktischen Ausführung (*Bild 2*) verwendet man zwei Kerne, deren Steuerwicklungen man gegensinnig in Reihe schaltet. Dadurch heben sich die in den Steuerkreis transformierten Wechselspannungen auf.

Netztranformator als Transduktor

In den Beständen des Verfassers fanden sich zwei gleiche Transformatoren mit folgenden Daten: primär 2mal 110 V; sekundär 2mal 33 V/2,5 A. Für den vorliegenden Zweck wurden bei jedem der beiden Transformatoren die 110-V-Wicklungen parallel und die 33-V-Wicklungen in Reihe geschaltet. Sinn dieser Maßnahmen: möglichst geringer ohmscher Widerstand im Arbeitskreis; möglichst große Windungszahl im Steuerkreis, um Steuerstromstärke und Steuerleistung kleinzuhalten.

Inbetriebnahme

Zur Schonung der Hobbykasse empfiehlt es sich, die Gleichstromquelle zunächst noch nicht anzuschließen. Als Lastwiderstand wählt man eine 100-W-Glühlampe und legt die Netzspannung an: die Glühlampe bleibt dunkel. Sie muß auch dunkel bleiben, wenn man die Klemmen A und B des Steuerkreises kurzschließt; anderenfalls ist eine der beiden Steuerwicklungen umzupolen. Bei richtigem Anschluß müßte die Wechselspannung zwischen den Klemmen A und B eigentlich null sein. In Wirklichkeit ist sie nicht ganz null, weil man kaum zwei exakt gleiche Transformatoren findet.

Erst jetzt schließt man die Gleichstromquelle an und kann nun durch Ändern der Steuerstromstärke die beiden Eisenkerne auf ihrer magnetischen Kennlinie auf- und abfahren und so durch Induktivitätsänderung die Wechselstromleistung am Arbeitswiderstand steuern. *Bild 3* zeigt die Ausgangsspannung U_{eff} der Schaltung nach Bild 2 als Funktion der Steuerstromstärke I_{St} mit dem Lastwiderstand R als Parameter. *Bild 4* läßt den Zusammenhang zwischen der Ausgangsleistung P und der Steuerleistung P_{St} erkennen. Kleine Änderungen der Steuerleistung bewirken große Änderungen der Ausgangsleistung; hieraus erklärt sich die Bezeichnung „magnetischer Verstärker" für den Transduktor.

Anwendungen

Transduktoren lassen sich überall dort einsetzen, wo große Wechselstromleistungen (mit nachgeschaltetem Gleichrichter natürlich auch Gleichstromleistungen) gesteuert oder geregelt werden müssen. Der Vorschlag, stattdessen einen billigen Triac einzubauen, scheidet aus, wenn die Ausgangsspannung möglichst sinusförmig bleiben soll. So bleibt im Falle der Steuerung noch die Wahl zwischen dem Transduktor und dem Stelltransformator, die im Einzelfall nach Preis, Gewicht, Volumen, Netztrennung usw. entschieden werden muß.

Die Schaltung nach Bild 2 läßt sich leicht auf dreiphasigen Betrieb erweitern (*Bild 5*). Man braucht dafür nur

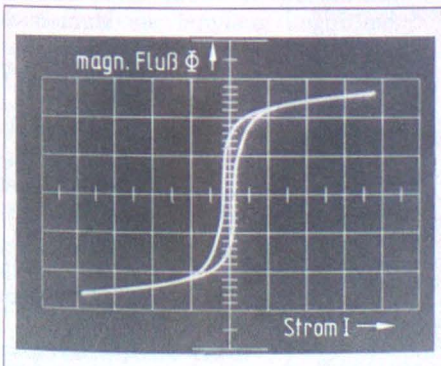


Bild 1. Zusammenhang zwischen Stromstärke I und magnetischem Fluß Φ bei den hier verwendeten Transformatoren

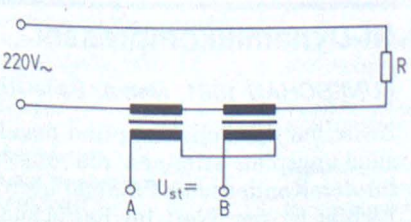


Bild 2. Einfache Transduktorschaltung (Induktivitätssteuerung)

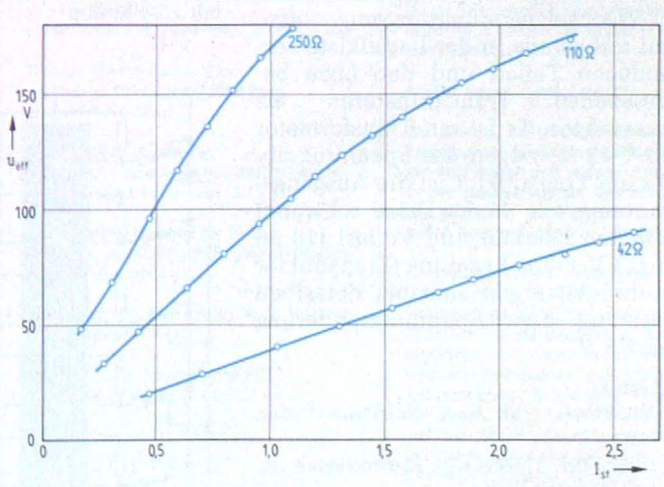


Bild 3. Ausgangsspannung U_{eff} des Transduktors in Abhängigkeit von der Steuerstromstärke I_{St} bei verschiedenen Lastwiderständen R

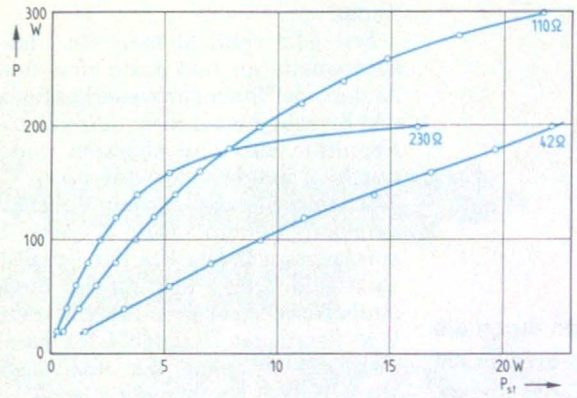


Bild 4. Ausgangsleistung P des Transduktors in Abhängigkeit von der Steuerleistung P_{St} bei verschiedenen Lastwiderständen R

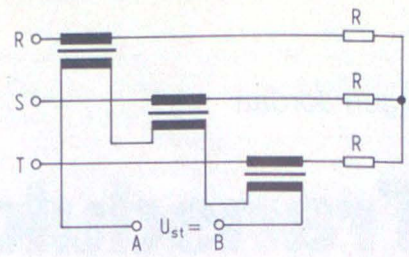


Bild 5. Transduktor für Drehstrom bei symmetrischer Belastung

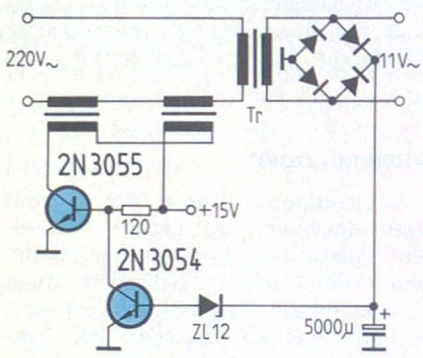


Bild 6. Beispiel für ein geregeltes Netzgerät mit Wechselspannungsausgang

drei Kerne. Bei richtiger Reihenschaltung muß die Summe der Wechselspannungen im Steuerkreis wieder Null sein, vorausgesetzt, es tritt keine „Schieflast" auf. Die Schaltung läßt sich (mit nachgeschaltetem Drehstrombrückengleichrichter) z.B. als Stellglied im Regelkreis eines leistungsfähigen Batterieladegerätes einsetzen.

Bild 6 zeigt ein geregeltes Netzteil mit Wechselspannungsausgang, aufgebaut mit gerade in der Bastelkiste vorhandenen Teilen und den oben beschriebenen Transformatoren als Transduktor. Tr ist ein Transformator 220 V/12 V; wegen des Spannungsabfalls am Transduktor ist die Ausgangsspannung nur 11 V. Diese schwankt zwischen Leerlauf und Vollast (10 A) um 0,1 V. Ohne Regelung (Transduktor überbrückt) ergibt sich bei derselben Belastung eine Spannungsänderung von 1,3 V.

Literatur

[1] ABC-Physik, VEB F. A. Brockhaus Verlag, Leipzig.

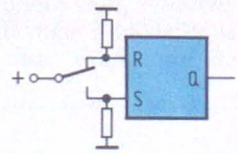
[2] *Küpfmüller*, Theoretische Elektrotechnik, 10. Aufl. Springer-Verlag.

Stichworte zum Inhalt
Magnetischer Fluß Φ, Steuerwicklung, Steuerleistung, magnetische Kennlinie, Hysterese, magnetischer Verstärker.

Sechsfach-Entpreller

Werden flankengetriggerte Eingänge von Digitalbausteinen über mechanische Kontakte angesteuert, dann sind wegen des unvermeidlichen Prellverhaltens dieser Kontakte besondere Vorkehrungen nötig, um der Digitalschaltung eindeutige Signalflanken anzubieten. Allgemein bekannt und verbreitet sind RS-Flipflops (z. B. die CMOS-Bausteine 4043 und 4044, *Bild 1*) oder über Kreuz rückgekoppelte NAND- bzw. NOR-Gatter. Ein RS-Flipflop-Baustein der oben genannten Art ermöglicht den Aufbau von vier Entprellern mit Hilfe von zwei Widerständen je Schalter, während die gängigen Gatter nur zwei Einheiten mit einem IC ermöglichen, wobei ebenfalls zwei Widerstände pro System erforderlich sind.

Bild 1. Prinzip einer Entprellschaltung mit RS-Flipflop



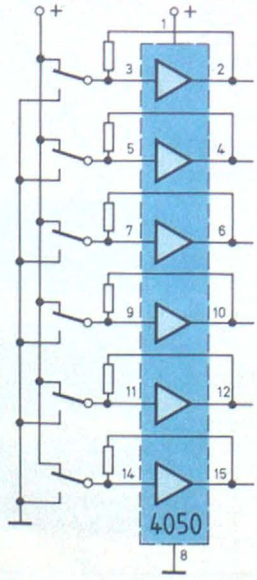


Bild 2. Sechsfach-Entpreller mit einem IC vom Typ 4050, bei dem nur ein Widerstand pro Einheit erforderlich ist

Mit dem leicht erhältlichen CMOS-IC Typ 4050 (Sechsfach-Buffer) lassen sich dagegen unter Zuhilfenahme nur eines Widerstands je Einheit bis zu sechs Entpreller aus einem Baustein aufbauen. *Bild 2* zeigt eine solche Schaltung. Über einen Widerstand, dessen Wert in weiten Grenzen beliebig gewählt werden darf (z. B. im Bereich um 10 kΩ bis 100 kΩ) erfolgt eine positive Rückkopplung, welche den augenblicklichen Ausgangszustand des ICs bei Betätigen des Schalters so lange aufrecht erhält, bis der Schalter erstmalig den Kontakt des entgegengesetzten Potentials berührt. Jetzt kippt die Spannung am IC-Ausgang um und wird solange beibehalten, bis der Schalter wieder umgeschaltet wird, um wiederum mit einer eindeutigen Flanke das andere Potential anzunehmen.

Das IC 4050 ist nicht nur für CMOS-Schaltungen geeignet, es kann auch unmittelbar bis zu zwei Standard-TTL-Bausteine ansteuern, wenn es mit 5 V betrieben wird.

Sind für eventuell nachfolgende TTL-Schaltungen steilere Flanken erforderlich, als sie der CMOS-Buffer abgeben kann, dann empfiehlt sich die Zwischenschaltung eines TTL-Schmitt-Triggers, z. B. der Typ SN 7414.

Gerhard Jahn

Berichtigung

Nf-Dynamikkompressor

FUNKSCHAU 1981, Heft 6, Seite 102

Zwischen der Schaltung und dem Bestückungsplan stimmen die Angaben für den Kondensator C5 nicht überein. Richtig ist der Wert im Bestückungsplan mit 2,2 µF.

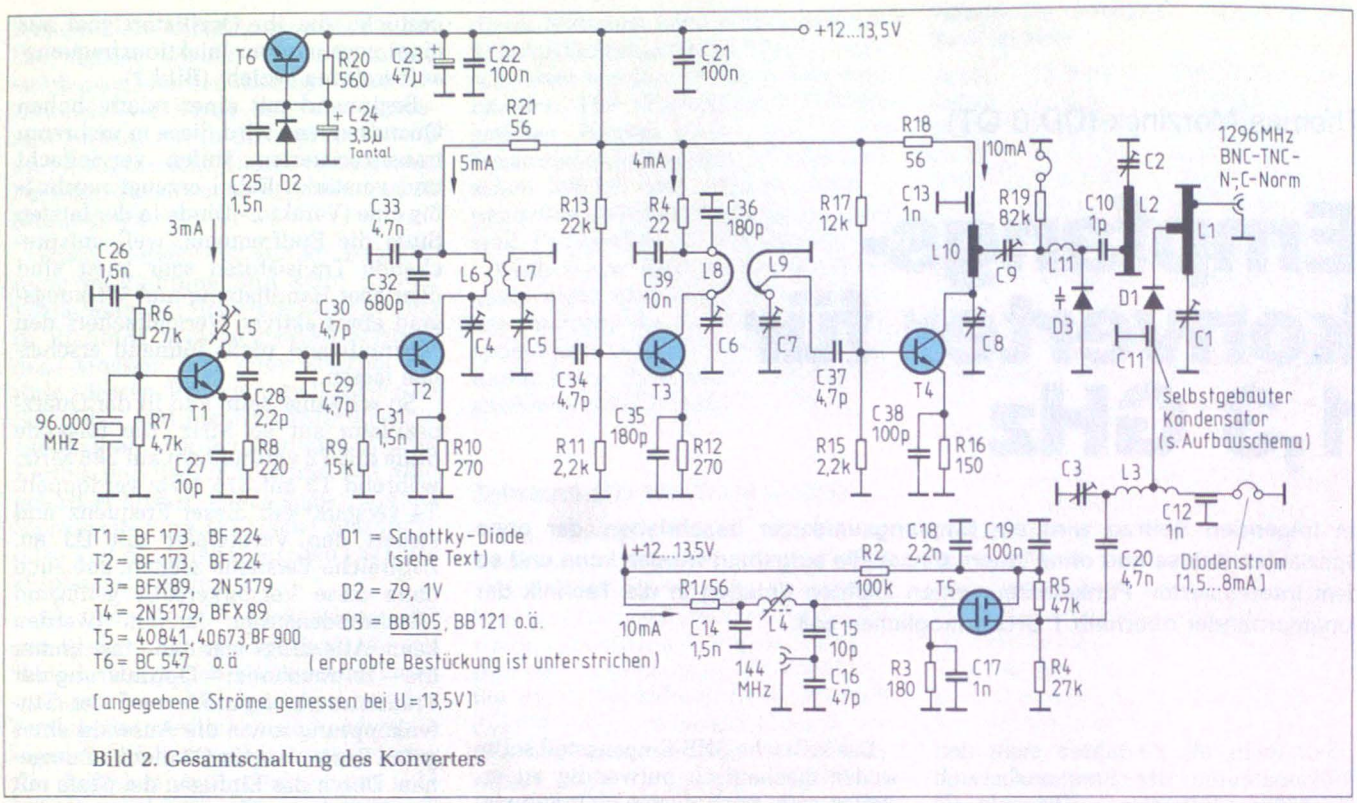


Bild 2. Gesamtschaltung des Konverters

nung geht auf einen mittlerweile elf Jahre alten Vorschlag [6] zurück. Die dort aus dünnem Blech bestehende Schleife zum Anschluß der Mischdiode wurde im Eko III als „Nase" mit in den Eingangskreis L1 einbezogen. Die Eingangsbuchse des Konverters wird ebenfalls an einen Anzapfpunkt von L1 gelegt.

Parallel zu L2 – abgestimmt auf die Injektionsfrequenz – liegt die Mischdiode und koppelt so die erforderliche Leistung bei 1152 MHz aus.

Ein typisches Element der Diodenmischer ist der sogenannte „Klatsch"-Kondensator, der die Zf-Seite der Diode für die Eingangs- und Injektionsfrequenz nach Masse kurzschließt. Er darf allerdings nur eine geringe Kapazität von etwa 5...25 pF haben, um nicht auch das auf dieser Diodenseite anstehende Zwischenfrequenzsignal bei 144 MHz zu beeinträchtigen.

Besonderes Interesse muß der Bauform dieses Kondensators entgegengebracht werden (*Bild 3*): Er muß über ein hochwertiges Dielektrikum verfügen und darf selbstredend keine Anschlußdrähte haben, die eventuell als unerwünschte Induktivitäten wirken könnten. So bildet die Scheibe die eine und die darunterliegende Massefläche die andere „Platte" des Kondensators, während der übrige Aufbau zur Diodenbefestigung und Zf-Auskopplung dient.

Das am Klatsch-Kondensator vorliegende schwache Zf-Signal wird mit einem rauscharmen Vorverstärker zunächst weiterverstärkt und dann erst dem 2-m-Empfänger zugeführt. Diese Stufe arbeitet mit einem Dual-Gate-MOSFET, der sich hinsichtlich Schwingneigung, Rauscharmut und Montage zuverlässig verhält. Es ist zu beachten, daß die Mischdiode direkt an einem Anzapfpunkt von L3 liegen kann, weil Gate 1 des Transistors galvanisch von dem Zf-Eingangskreis getrennt ist.

Das „kalte" Ende von L3 wird über einen Durchführungskondensator an Masse gelegt. Dadurch kann der Mischdiodenstrom auch ohne die sonst übliche Drossel gemessen werden.

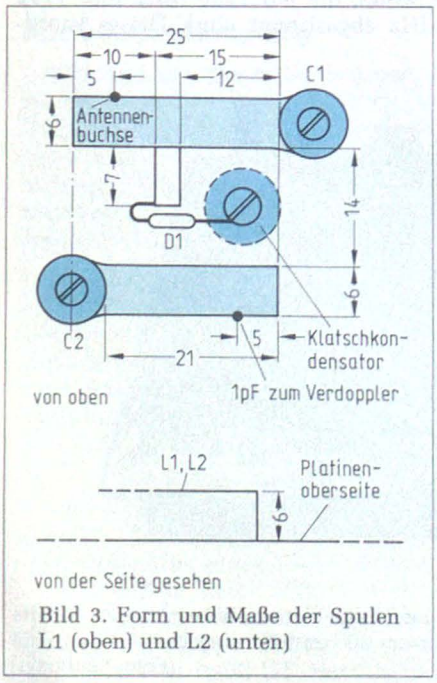


Bild 3. Form und Maße der Spulen L1 (oben) und L2 (unten)

Platinenoberseite mit durchgehender Massefläche

Als Basismaterial dient eine doppelseitig kupferkaschierte Platine (*Bild 4*), die nur einseitig geätzt wird, so daß auf der Bestückungseite eine durchgehende Massefläche erhalten bleibt. Nachdem die Platine gebohrt ist, müssen alle Löcher mit einem 3...5 mm-Bohrer von der Massefläche aus gesenkt werden, um Kurzschlüsse zwischen Anschlußdrähten und Masse zu verhindern. Die Masseverbindungen werden einfach auf die Oberseite gelötet (Bestückungsplan *Bild 5*).

Im Gegensatz zu anderen Projekten ist es beim Aufbau von Konvertern nicht sinnvoll, zunächst die Platine vollständig zu bestücken und danach erst den Abgleich durchzuführen. Vielmehr führt nur ein stufenweiser Aufbau mit sofortigem Abgleich sicher zum Erfolg. Dabei hat sich folgende Reihenfolge bewährt: Spannungsstabilisation, Quarzoszillator, Verdreifacher, Verdoppler, Verstärker, Varaktorverdoppler, Mischstufe und zuletzt erst den Zf-Vorverstärker.

Angaben zu den Wickeldaten der Spulen können der *Tabelle 1* entnommen werden. Die Werte für die Trimmkondensatoren sind in *Tabelle 2* aufgelistet.

Schrittweiser Abgleich

Beim Abgleich können die im Schaltbild (Bild 2) angegebenen Ströme der einzelnen Stufen als Richtwerte dienen. Aufbaueinzelheiten lassen sich am besten aus *Bild 1* und Details aus Bild 3 und *Bild 6* ersehen.

Die bis L6 und L7 auftretenden Frequenzen von 96 und 288 MHz lassen sich mit einem Dipmeter nachweisen. Wenn in dem Bandfilter mit L8 und L9 Resonanz (= Anstieg des Kollektorstroms in T4) bei fast herausgedrehten Trimmern eintritt, ist mit Sicherheit auf 576 MHz abgestimmt worden.

Die Ansteuerung von D3 läßt sich mit Hilfe eines µA-Meters einstellen. Dazu wird R19 über das Anzeigeinstrument provisorisch mit Masse verbunden und mit C8 und C9 auf größten Strom abgeglichen. Jetzt muß bereits deutlich Mischdiodenstrom festzustellen sein, der mit C2 auf ein vorläufiges Maximum eingestellt wird.

Die Oszillatoraufbereitung sollte nun noch einmal mit allen Abgleichelementen nachgestimmt werden. Der erzielbare Diodenstrom wird je nach Transistor- und Diodenbestückung zwischen 1,5 mA und 8 mA liegen.

Zu zwei besonderen Punkten sind folgende Anmerkungen erforderlich:
1. Als Mischdiode kann vorerst jede beliebige handelsübliche Schottky-Diode eingesetzt werden. Erprobt sind: hp 2800, hp 2817, hp 2835, FH 1100 und andere. Lediglich Dioden vom Typ BAW 95 sind wegen ihres großen Gehäuses ungeeignet. Es soll allerdings nicht verschwiegen werden, daß echte Mischdioden wie hp 2817 (Rauschzahl: ca. 5,5 dB bei 1,3 GHz) den Allzweck-Typen im Mittel um eine halbe S-Stufe überlegen sind.

2. Das Material für L1 und L2 muß weder versilbert noch vergoldet sein!! Die oft zu hörende Ansicht, daß oberhalb 1000 MHz kein Gerät mehr funktioniert, wenn es nicht ordentlich versilbert ist, kann nur als glatter Irrglaube bezeichnet werden. Messing- oder Kupferblech eignet sich dann in seinem Urzustand vorzüglich, wenn es nach dem Zuschneiden und Biegen mit feinem Schmirgelpapier auf „Glanz" gebracht und danach mit Lötlack überzogen wird. Zur Not können die Bügel auch aus Weißblech (Konservendose) bestehen.

Wichtig ist aber, daß alle Lötstellen nur wenig Lötzinn enthalten. Bei großen, verschmierten Lötstellen auf L1 nützt auch eine Versilberung nichts!

Nachdem ein 2-m-Empfänger angeschlossen worden ist, wird L4 zunächst auf größtes Rauschen am S-Meter abgeglichen. C1 und C3 können nun bei einem Signal auf 1296 MHz auf Rauschminimum eingestellt werden. Am besten eignet sich ein schwacher, mäßig verrauschter, unmodulierter Träger, der am 2-m-Nachsetzer in FM empfangen wird. Schon leichte Empfindlichkeitsverbesserungen werden in dieser Demodulationsart gut hörbar.

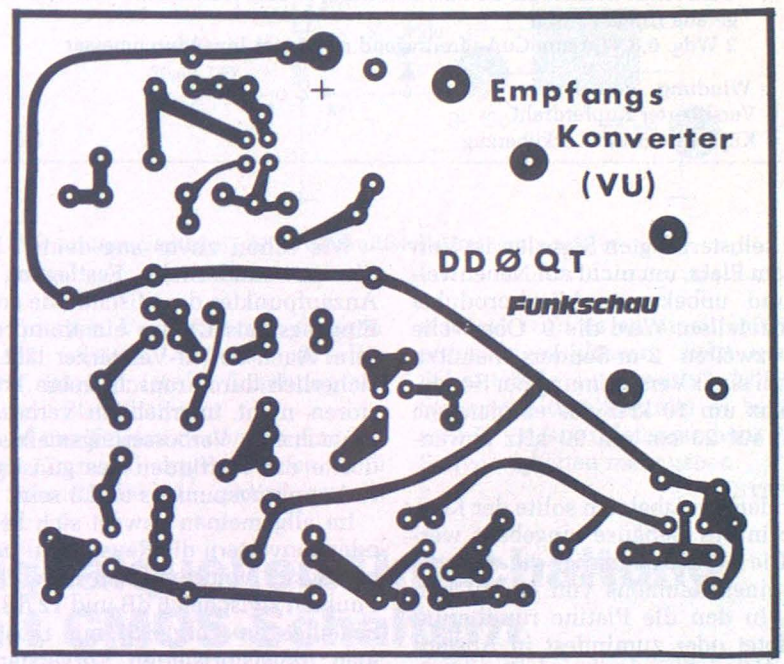


Bild 4. Leiterbahnseite der doppelkaschierten Platine. Die Bauteileseite hat eine durchgehende Massefläche (siehe Text)

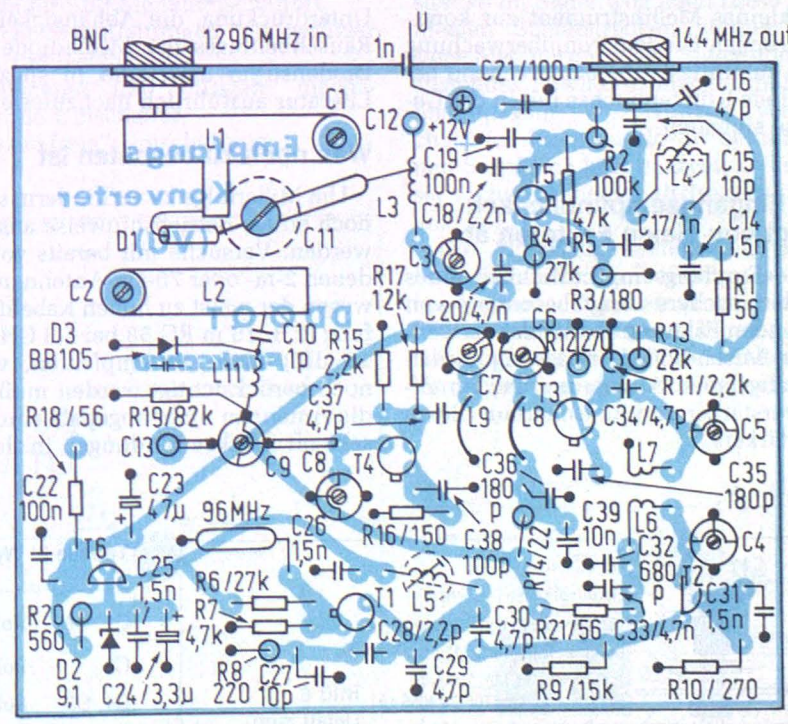


Bild 5. Bestückungsplan für den Konverter. Details zum Aufbau können noch den Bildern 1, 6 und 7 entnommen werden

Tabelle 1: Spulendaten

L1, L2	siehe Bild 3
L3	4 Wdg. 0,8...1,2 mm CuAg o. CuL freitragend mit 5 mm Innendurchmesser, Anzapfung bei 1...1,5 Wdg. vom kalten Ende
L4	3,5 Wdg. 0,8...1,2 mm CuAg o. CuL auf Spulenkörper mit 5 mm Außendurchmesser, UKW-Kern
L5	5,5 Wdg. 0,3...0,8 mm CuL auf Spulenkörper wie bei L4
L6, L7	1,5 Wdg. 0,8...1,2 mm CuAg freitragend mit 5 mm Innendurchmesser
L8, L9	U-Bügel 0,8...1,2 mm CuAg, Schenkelabstand ca. 7 mm, Höhe über Platine 10 mm. Anzapfung bei 8 mm vom heißen Ende
L10	Gestreckter Drahtbügel 1,5...2,0 mm CuAg o. CuL, Abstand zur Platine 3...4 mm, gerade Länge 22 mm
L11	2 Wdg. 0,8...1,0 mm CuAg freitragend mit 4 mm Innendurchmesser

Wdg. = Windung
CuAg = Versilberter Kupferdraht
CuL = Kupferdraht mit Lacküberzug

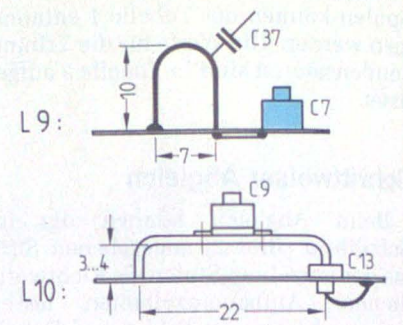


Bild 7. Beim Einbau der Spulen L9 und L10 sind die angegebenen Maße einzuhalten

Bei selbsterzeugten Signalen ist Vorsicht am Platz, um nicht auf Nebenwellen und unbekannte Mischprodukte hereinzufallen. Wird die 9. Oberwelle eines zweiten 2-m-Senders benutzt, muß bei einer Verstimmung der Sendefrequenz um 10 kHz das empfangene Signal auf 23 cm um 90 kHz abwandern!

Vor dem Endabgleich sollte der Konverter in ein Gehäuse eingebaut werden. Die beste Lösung ist die Anfertigung eines Rahmens von ca. 40 mm Höhe, in den die Platine rundherum eingelötet oder zumindest in Abständen von ca. 10 mm eingeheftet wird. Die Betriebsspannung wird über einen Durchführungskondensator zugeführt.

Wer seinem Aufbau nicht traut, kann ein kleines Meßinstrument zur kontinuierlichen Diodenstromüberwachung oder zumindest eine entsprechend beschaltete Klinkenbuchse mit in das Gehäuse einbauen.

Die Eingangsempfindlichkeit hängt von vielen Faktoren ab

Die Empfangsempfindlichkeit eines Diodenmischers hängt besonders von folgenden Faktoren ab: Art der verwendeten Mischdiode, Anpassung an den Eingangskreis, Anpassung an den Zf-Vorverstärker und Rauscharmut dieses Verstärkers.

Wie schon zuvor angedeutet, kann die unveränderliche Festlegung des Anzapfpunktes der Mischdiode an den Eingangskreis L1 nur ein Kompromiß sein. Auch der Zf-Verstärker läßt sich sicherlich durch rauschärmere Transistoren nicht unerheblich verbessern. Einfachste Verbesserungsmaßnahme dürfte das Auffinden des günstigsten Ankopplungspunktes an L3 sein.

Im allgemeinen bewegt sich bei Diodenkonvertern die Rauschzahl in Abhängigkeit von den oben angeführten Punkten zwischen 6 dB und 12 dB. Das bedeutet im Vergleich mit rauscharmen transistorisierten Vorverstärkern [5] eine Empfindlichkeitseinschränkung von ca. 1...1,5 S-Stufen.

Weiterführende Fragen wie z. B. das Problem der Spiegelfrequenz und ihrer Unterdrückung, die Abhängigkeit des Rauschbeitrages der Mischdiode vom Diodenstrom usw. sind in spezieller Literatur ausführlich nachzulesen.

Was noch zu beachten ist

Um Mißerfolge zu verhindern, sollen noch einige Betriebshinweise angefügt werden. Versuche mit bereits vorhandenen 2-m- oder 70-cm-Antennen sind wegen der meist zu hohen Kabeldämpfung (z.B. 15 m RG 58 bei 1,3 GHz: ca. 15 dB!) nicht zu empfehlen, wobei noch berücksichtigt werden muß, daß die Antennen nicht angepaßt sind und sehr oft Steckverbindungen in der für das 23-cm-Band völlig ungeeigneten „UHF"-Norm verwendet werden.

Günstiger ist die – etwas unbequemere – Lösung, mit Konverter, 2-m-Gerät und einer richtigen 23-cm-Antenne (eine kleine 4-Element-Yagi reicht zu Anfang) von erhöhten Standorten aus vor allem nach Baken zu suchen.

Literatur

[1] *Meyer, H. M.*: A Crystal-Controlled 1296-MHz-Converter. QST 1962, H. 11, S. 11..15.

[2] *Hunecke, E.*: Ein 1297/145-MHz-Konverter mit Halbleitern. UKW-Berichte 1968, S. 61...80.

[3] *Fisher, R. E.*: Interdigital Converters for 1296 and 2304 MHz. QST 1974, H. 1, S. 11...15.

[4] *Dahms, J.*: Fingerfilter-Konverter für die Amateurbänder im GHz-Bereich. UKW-Berichte 1977, S. 206...220.

[5] *Brumm, P.*: 23 cm Double Converter / 23 cm Doppel-Konverter. Dubus-Informationen 1979, S. 245...254.

[6] *Wagner, L.; Binder, H.-W.*: Einfacher Konverter für das 23-cm-Band. UKW-Berichte 1970, S. 65...72

Stichworte zum Inhalt
23-cm-Amateurfunkband, Eko III, Injektionsfrequenz, Frequenzvervielfacher, Klatsch-Kondensator, Mischdiode, Varaktorverdoppler.

Bild 6. Detail zum Aufbau von C11

Tabelle 2: Werte der Trimmer

C1, C2	Rohrtrimmer ca. 0,5...3 pF
C3	Folientrimmer 2...22 pF (Kennfarbe: Grün)
C4, C5	Folientrimmer 1,5...10 pF (Kennfarbe: Gelb)
C6, C7, C8, C9	Folientrimmer 1,2...6 pF (Kennfarbe: Grau)

Noch einmal:

Telefonmodem

Das Telefonmodem (FUNKSCHAU 10/1980) verwendet wie viele andere Peripheriegeräte eine 20-mA-Stromschnittstelle (Teletype-Schnittstelle, Current Loop). Ursprünglich war diese Schnittstelle verwendet worden, um eine Teletype an einen Rechner anzuschließen. Heute dient sie zum Anschluß der verschiedensten seriellen Peripheriegeräte. Die Schaltung dieser Schnittstelle auf der Rechnerseite ist bei fast allen Mikrocomputern ähnlich wie in *Bild 1*.

Problematisch wird diese Schnittstelle, wenn der Computer an ein Gerät angeschlossen werden soll, das – wie das Telefonmodem – zum Anschluß einer Teletype oder eines Sichtgeräts konzipiert wurde. Dann treffen zwei Schaltungen nach Bild 1 aufeinander, und es ist kein Signalaustausch mehr möglich. Es gibt offensichtlich zwei Formen der Stromschnittstellenschaltung, eine stromliefernde Schaltung wie Bild 1, die ich einmal als „aktive" Stromschnittstelle bezeichnen will, und eine „passive" Stromschnittstelle, die analog der Teletype mit Relaisspule und Tastaturkontakt selbst keinen Strom liefert.

Bei einem Gerät, wie dem Telefonmodem ist eine von „aktiv" auf „passiv" umschaltbare Stromschnittstelle notwendig. *Bild 2* zeigt einen Schaltungsvorschlag. Mit den Verbindungen A2–A3, A4–A6 (B2–B3, B4–B6) verhält sich die Schaltung „passiv" wie eine Teletype. Verbindet man dagegen A1–A2, A3–A4, A5–A6 (B1–B2, B3–B4, B5–B6), ist die Schaltung ein „aktiver" Stromlieferant.

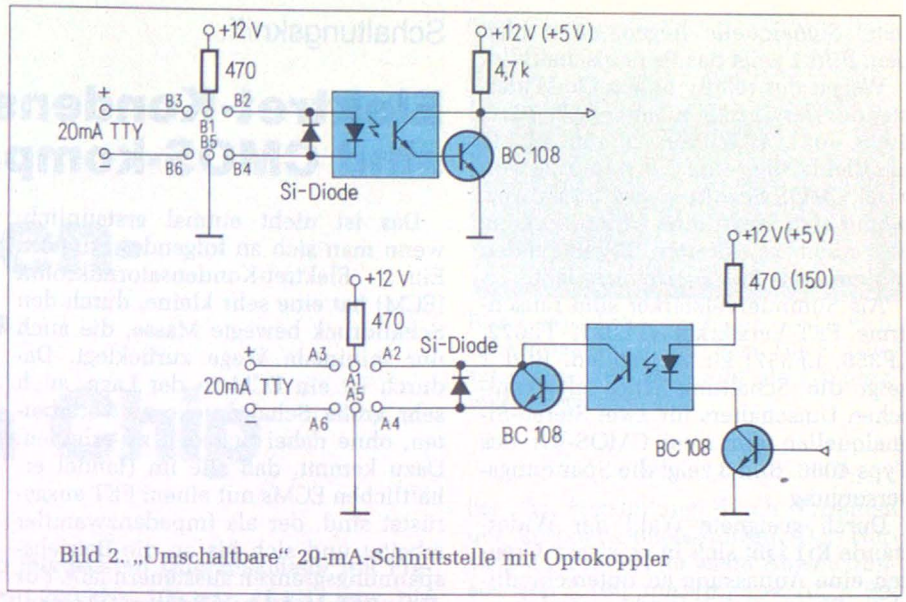


Bild 2. „Umschaltbare" 20-mA-Schnittstelle mit Optokoppler

Wird das Telefonmodem an eine Teletype (Terminal) angeschlossen, muß die Schnittstelle auf „aktiv" gestellt werden, wird es an einen Mikrocomputer angeschlossen, stellt man die Schnittstelle auf „passiv". Mit dieser Stromschnittstelle sollte es beim Anschluß des Telefonmodems keine Schwierigkeiten mehr geben.

Jürgen Plate

Signalquellen-Umschaltung mit CMOS-Schaltern

Signalquellen-Umschaltungen mit elektronischen Schaltern haben eine Reihe von Vorteilen:

- Trennung von mechanischem Umschalter und Signalumschaltort,
- kurze Signalleitungen mit geringer Einstreugefahr,
- einfachere und billigere mechanische Umschalter,
- „knackfreie" Umschaltung.

Als elektronische Schaltelemente werden normalerweise Dioden, (Feldeffekt-)Transistoren oder CMOS-Schalter verwandt, bei denen die Schaltstrecke im Signalweg liegt. Diese nicht idealen Schaltstrecken können eine Verschlechterung des Signal-Rauschabstandes bewirken oder bei höheren Signalpegeln Verzerrungen verursachen. In der nachfolgend beschriebenen Schaltung liegt dagegen keine dieser nicht idealen Schaltstrecken im Signalweg.

Die Schaltung besteht aus einem Summierverstärker, bei dem alle nicht benötigten Signaleingänge durch CMOS-Schalter kurzgeschlossen werden und nur die CMOS-Schalter, die am Signalweg der „durchzuschalten-

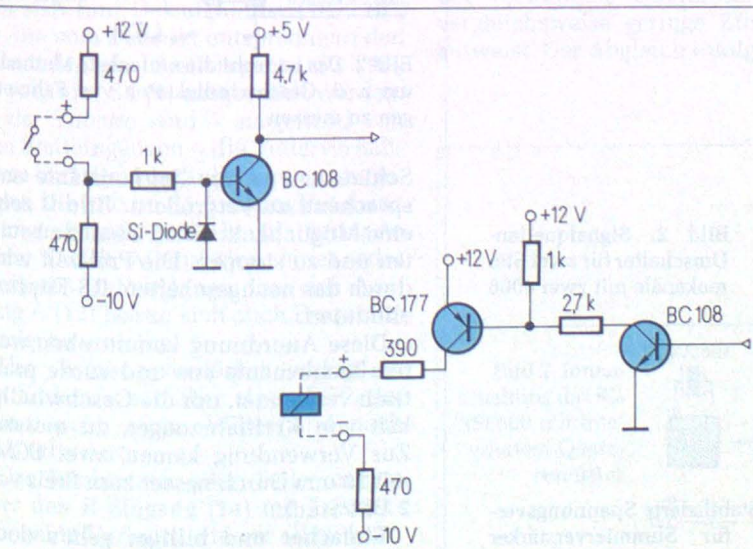


Bild 1. 20-mA-Schnittstelle des Mikrocomputers

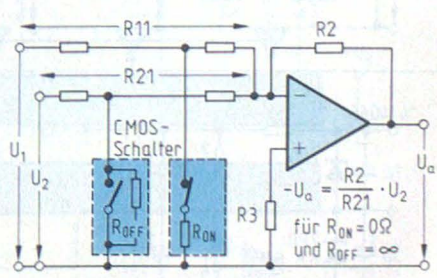


Bild 1. Prinzipschaltbild des elektronischen Umschalters

den“ Signalquelle liegen, offen bleiben. *Bild 1* zeigt das Prinzipschaltbild.

Wegen des relativ hohen On-Widerstandes der CMOS-Schalter (z.B. 4016, 4066, 4051, 4052) von ca. 150...600 Ω empfiehlt sich eine Verwendung von zwei CMOS-Schaltern pro Signalweg, womit sich leicht eine Unterdrückung der nicht selektierten Signalquellen um mehr als 80 dB erreichen läßt.

Als Summierverstärker sind rauscharme FET-Verstärker (TL071, TL072, LF356, LF357) zu verwenden. *Bild 2* zeigt die Schaltung eines elektronischen Umschalters für zwei Stereo-Signalquellen mit zwei CMOS-ICs des Typs 4066. *Bild 3* zeigt die Spannungsversorgung.

Durch geeignete Wahl der Widerstände Ri1 läßt sich in gewissen Grenzen eine Anpassung an unterschiedliche Eingangssignalpegel erreichen. Das selektierte Signal steht niederohmig und um R2/Ri1 verstärkt am Ausgang des Operationsverstärkers zur Verfügung.

K.-E. Rüßmann

Schaltungskniff:

Elektret-Kondensatormikrofone sind CMOS-kompatibel

Das ist nicht einmal erstaunlich, wenn man sich an folgendes erinnert: Ein Elektret-Kondensatormikrofon (ECM) hat eine sehr kleine, durch den Schalldruck bewegte Masse, die auch nur minimale Wege zurücklegt. Dadurch ist ein ECM in der Lage, auch sehr große Schalldrücke zu verarbeiten, ohne dabei Schaden zu erleiden. Dazu kommt, daß alle im Handel erhältlichen ECMs mit einem FET ausgerüstet sind, der als Impedanzwandler arbeitet und sich bis an die Betriebsspannungsgrenzen aussteuern läßt. Für die nachfolgend beschriebene Anwendung ist noch die untere Grenzfrequenz von Bedeutung, die sich bis zu 1 Hz erstrecken kann (bei Gesangsmikrofonen als „Pop-Effekt“ berüchtigt). Das Rauschverhalten der ECMs interessiert hier ausnahmsweise nicht.

Große Schalldrücke, die ein ECM bis zur Betriebsspannung aussteuern, entstehen zum Beispiel, wenn man das Mikrofon in einen Schlauch steckt und auf denselben tritt oder mit einem Fahrzeug darüberfährt. Der Schlauch wird dabei an seinem einen Ende durch das ECM verschlossen; am anderen Ende bleibt er offen. Leider schwingt die Luftsäule in dem stoßbelasteten Schlauch in Abhängigkeit von der Schlauchlänge.

Diese Prellzeit wird in *Bild 1* durch ein RC-Glied überwunden, dessen Dimensionierung für eine Schlauchlänge von 4 m oder kürzer gilt. Bei längeren

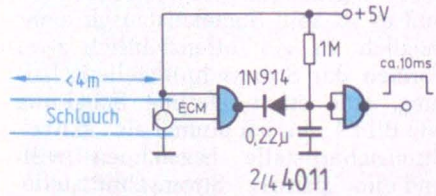


Bild 1. Durch einen geeigneten mechanischen Aufbau läßt sich bei Ansteuern eines Gatters mit einem Elektret-Mikrofon ein Impuls erzeugen

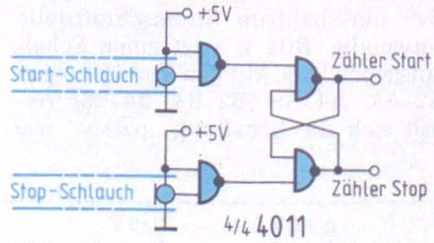


Bild 2. Das ist wohl die einfachste Methode, um z. B. Geschwindigkeiten von Fahrzeugen zu messen

Schläuchen ist die Zeitkonstante entsprechend zu vergrößern. *Bild 2* zeigt eine Möglichkeit, einen Zähler zu starten und zu stoppen. Die Prellzeit wird durch das nachgeschaltete RS-Flipflop eliminiert.

Diese Anordnung kommt ohne weitere Bauelemente aus und wurde praktisch verwendet, um die Geschwindigkeit von Kraftfahrzeugen zu messen. Zur Verwendung kamen zwei ECMs mit 10 mm Durchmesser zum Preis von 2 DM/Stück.

Einfacher und billiger geht's doch nun wirklich nicht – oder?

Alfred Lenk

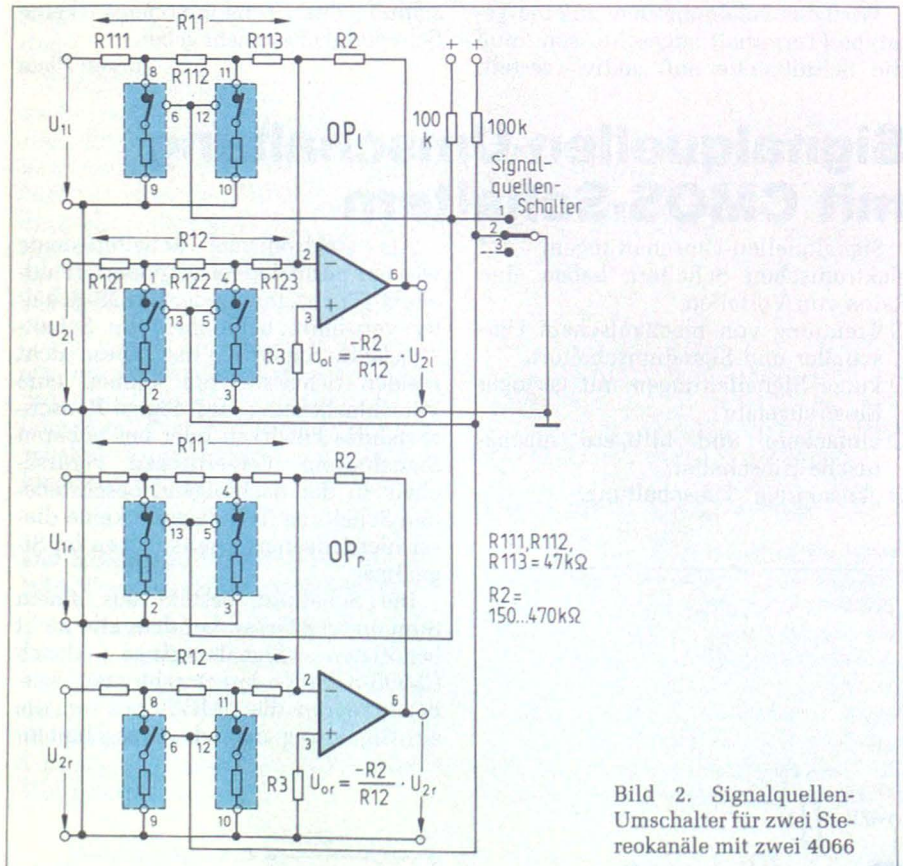


Bild 2. Signalquellen-Umschalter für zwei Stereokanäle mit zwei 4066

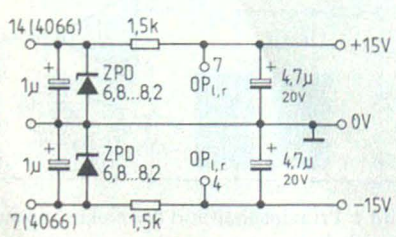


Bild 3. Stabilisierte Spannungsversorgung für Summierverstärker und CMOS-Schalter

Ing. (grad.) Michael Arnoldt

Eichmarken-generator auf einem Chip

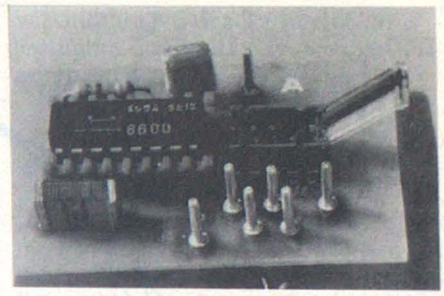


Bild 1. Ansicht der Musterplatine des Eichmarkengenerators. Mit dem DIL-Schalter auf der rechten Seite wird die Frequenzwahl vorgenommen

Die vorliegende Arbeit beschreibt einen integrierten Quarzoszillator mit Frequenzteiler, der Ausgangsfrequenzen von 200 kHz, 100 kHz, 10 kHz usw. bis 1 Hz liefert. Die Schaltung kann als Eichspektrumgenerator oder zur Steuerung von Frequenzzählern eingesetzt werden. Die geringe Stromaufnahme von etwa 0,5 mA bei 6 V erlaubt Batteriebetrieb.

Seit einiger Zeit gibt es integrierte Schaltungen, die einen Oszillator mit Quarzresonator und Teilerstufen enthalten. *Bild 1* zeigt den einfachen Aufbau mit dem Baustein SS8600 (Vertrieb Dahms Elektronik, 6806 Viernheim), dessen Resonator durch ein Fenster im Gehäuse sichtbar ist.

Oszillator im IC integriert

In *Bild 2* ist die Innenschaltung des ICs dargestellt. Der Oszillator schwingt auf der Frequenz 600 kHz. Nachgeschaltet ist ein Teiler durch drei. Über den Eingang S1 (Anschluß 9) wird zusätzlich ein weiterer Teiler durch zwei eingefügt, wenn S1 = H ist. Es schließen sich fünf Dekadenteiler (10^0...10^5) an, die vom Decoder entsprechend den Zuständen der Stelleingänge S2 (10), S3 (11) und S4 (4) ausgewählt werden. In der *Tabelle* sind – ausgehend von den Stelleingängen – die Teilerverhältnisse und die Ausgangsfrequenz aufgelistet. Die maximale Ausgangsfrequenz beträgt danach 200 kHz, die geringste 1 Hz. Durch Modulation eines oder mehrerer Stelleingänge über den Ausgang A (12) lassen sich auch Frequenzgemische erzielen.

Der Ausgangsverstärker verfügt in der Endstufe nur über einen FET, der extern noch einen Widerstand nach $+U_B$ erfordert.

Das Rücksetzen aller Teiler erfolgt über den R-Eingang (14) mit L-Potential – eine Variante, die vor allem beim Einsatz in Frequenzzählern vorteilhaft ist.

Temperatur- und Spannungsschwankungen beeinträchtigen Frequenzgenauigkeit

Der Quarzoszillator unterliegt Frequenzänderungen, die grundsätzlich durch zwei Einflüsse hervorgerufen werden:

1. Temperaturschwankungen, die hauptsächlich auf den Quarzresonator wirken,
2. Betriebsspannungsschwankungen, die vorzugsweise die Eigenschaften des aktiven Oszillatorteils beeinflussen.

Darüber hinaus ist anzumerken, daß der verwendete Quarzresonator eine vergleichsweise geringe Ziehfähigkeit aufweist. Der Abgleich erfolgt einmalig bei der Herstellung durch Trimmen der Resonatorabmessungen. Der Hersteller garantiert äußerste Abweichungen von ±100 ppm (ppm = 10^{-6}). Bedingt durch den Resonatortyp ergibt sich für das Frequenzverhalten eine (nach unten offene) Parabel, die in *Bild 3* dargestellt ist. Der im Temperaturbereich −15 °C bis +75 °C gemessene Verlauf stimmt gut mit dem vom Hersteller angebenen Verhalten

$\Delta f/f = -0{,}04\ (T\text{-}T_{UKP})^2$

überein. T_{UKP} ist die Temperatur des Umkehrpunktes. Sie beträgt etwa +30 °C, kann jedoch mit ±15 °C um diesen Wert streuen (Exemplarstreuung). Den Einfluß der Betriebsspannung auf die Frequenz zeigt *Bild 4*. Sie ergibt sich daraus zu etwa 10^{-5}/V.

Ausgangsspannung

Der Ausgangsspannungshub bewegt sich zwischen 0 V und $+U_B$. Das Tastverhältnis beträgt 1 : 1 für die Frequenzen 100, 10, ...kHz und 2 : 1 für die Frequenzen 200, 20, ...kHz.

Der Oberwellengehalt richtet sich vor allem nach der Flankensteilheit der Ausgangsspannung. Bei Verringerung des Widerstands R_a werden die

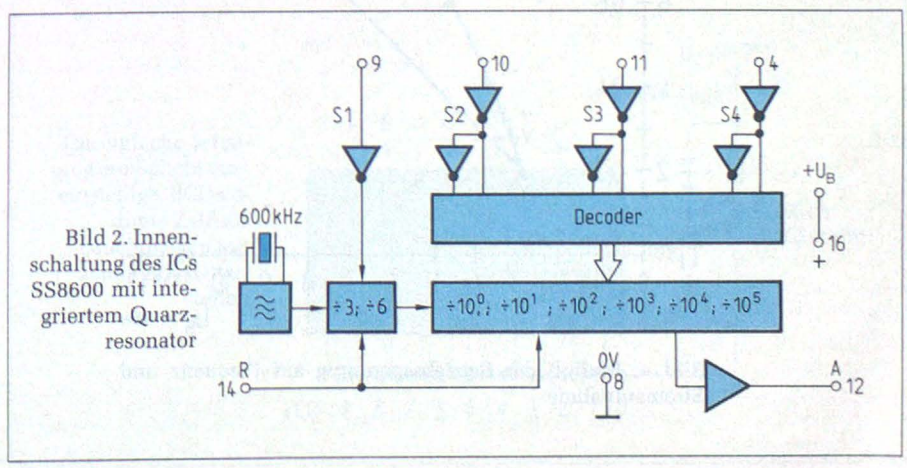


Bild 2. Innenschaltung des ICs SS8600 mit integriertem Quarzresonator

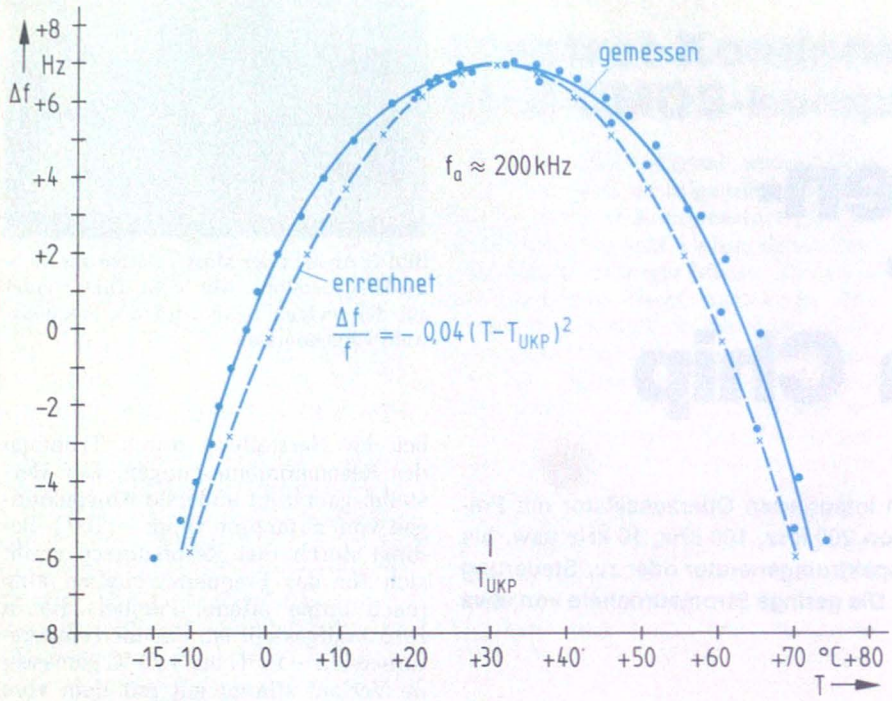


Bild 3. Ausgangsfrequenz als Funktion der Temperatur bei 6 V Versorgungsspannung

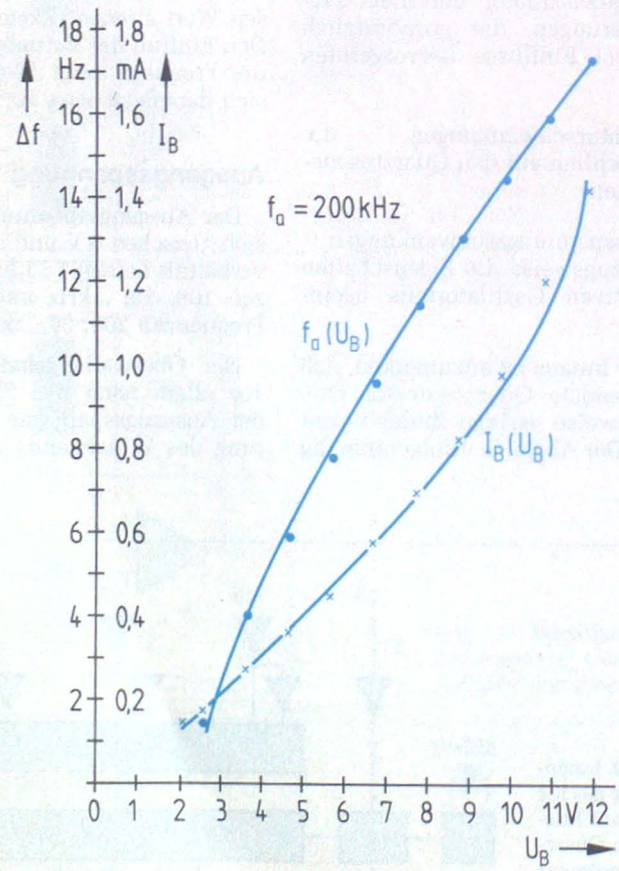


Bild 4. Einfluß der Betriebsspannung auf Frequenz und Stromaufnahme

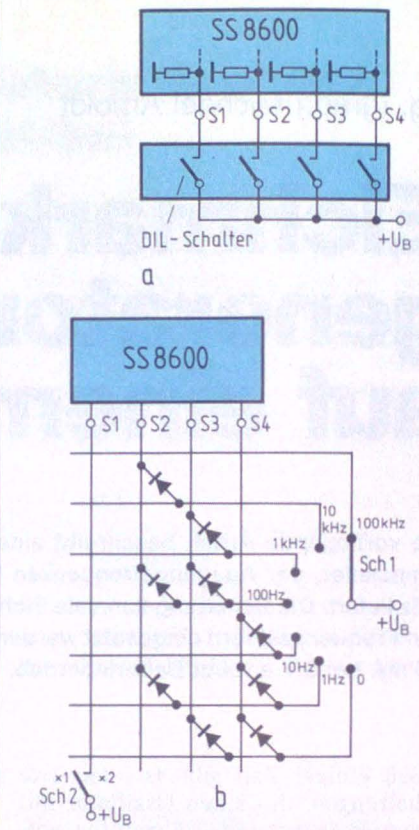


Bild 5. Ansteuerung der Stelleingänge durch Einzelschalter, ausgeführt als DIL-Schalter (a); Diodencodierer zur Frequenzwahl mittels Stufenschalter (b)

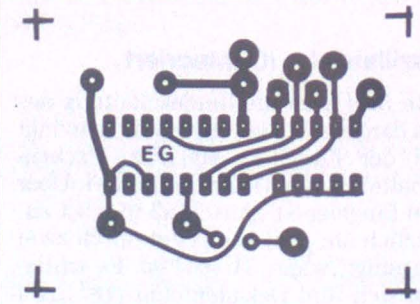


Bild 6. Platinenvorlage zum Aufbau der kleinen Schaltung

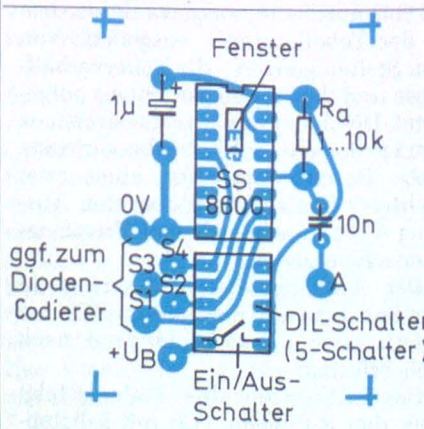


Bild 7. Bestückungs- und Verdrahtungsplan

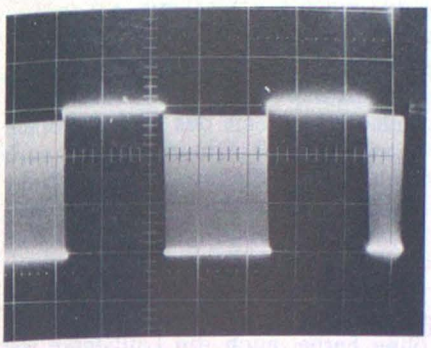


Bild 8. Schirmbild-Aufnahme des modulierten Ausgangssignals; die Zeitablenkung beträgt 5 µs pro Raster

Anstiegsflanken steiler, allerdings unter Zunahme des Betriebstroms.

Messungen haben gezeigt, daß die Oberwellen der 200-...20-kHz-Signale auch bei loser Ankopplung (einige pF) an den Empfänger im gesamten Kurzwellenbereich gut aufzunehmen sind. Dabei betrug der Ausgangswiderstand R_a jeweils 8,2 kΩ.

Aufbau des Eichmarkengenerators

Zur Einstellung der gewünschten Ausgangsfrequenz sind Schalter erforderlich, die an die Stelleingänge S1...S4 führen. *Bild 5* zeigt zwei Variationen. Einfach im Aufbau ist die Schaltung 5a mit einem DIL-Schalter. Da die Stelleingänge über interne Widerstände nach 0 V verfügen, bedeutet ein offener Schalter immer L-Zustand.

Leichter zu handhaben ist die Frequenzwahl durch einen Drehschalter und einen Diodencodierer nach Bild 5b. Sch1 legt die Potentiale von S2...S4 fest, für Sch2 ist ein Kippschalter zweckmäßig.

Zum Aufbau entsprechend der Platinenvorlage (*Bild 6*) eignen sich beide Varianten. Die Dioden werden ggf. direkt an den Drehschalter angelötet. *Bild 7* zeigt den Bestückungsplan.

Die Betriebsspannung soll nach Herstellerangaben 10 V nicht überschreiten. Aus Bild 4 ist die Stromaufnahme als Funktion der Spannung abzulesen. Die Versorgung aus einer 9-V-Batterie bereitet keinerlei Probleme.

Tabelle: Ausgangsfrequenzen in Abhängigkeit der Stelleingänge S1...S4

S4	S3	S2	S1	Teilung	Ausgangsfrequenz
L	L	L	L	1	200 kHz
L	L	L	H	2	100 kHz
L	L	H	L	10	20 kHz
L	L	H	H	20	10 kHz
L	H	L	L	100	2 kHz
L	H	L	H	200	1 kHz
L	H	H	L	1000	200 Hz
L	H	H	H	2000	100 Hz
H	L	L	L	10^4	20 Hz
H	L	L	H	$2 \cdot 10^4$	10 Hz
H	L	H	L	10^5	2 Hz
H	L	H	H	$2 \cdot 10^5$	1 Hz
alle anderen Kombinationen					0

Modulation des Ausgangssignals

Im praktischen Einsatz als Eichmarkengenerator ist es oft vorteilhaft, wenn das Eichsignal von den Nutzsignalen im Empfänger unterschieden werden kann. Außer der Modulation des R-Eingangs durch eine externe Nf-Spannung läßt sich durch geeignete Verknüpfungen das Teilerverhältnis – bestimmt durch S1...S4 – vom Ausgangssignal an A abhängig machen.

Anhand der *Tabelle* ist das Prinzip leicht erläutert: Beträgt z. B. die gewünschte Ausgangsfrequenz 100 kHz, so ist S1 nach H zu schalten. Verbindet man zusätzlich S3 mit dem Ausgang A, dann erhält man ein mit 1 kHz moduliertes 100-kHz-Signal. Die Wirkungsweise dieser Schaltung verdeutlicht man sich am einfachsten anhand der Periodendauern der einzelnen Schwingungen, hier 10 µs und 1000 µs. Die Schirmbildaufnahme *Bild 8* stellt ein derartiges Ausgangssignal dar.

Stichworte zum Inhalt

SS8600, Quarzresonator, Diodencodierer, DIL-Schalter

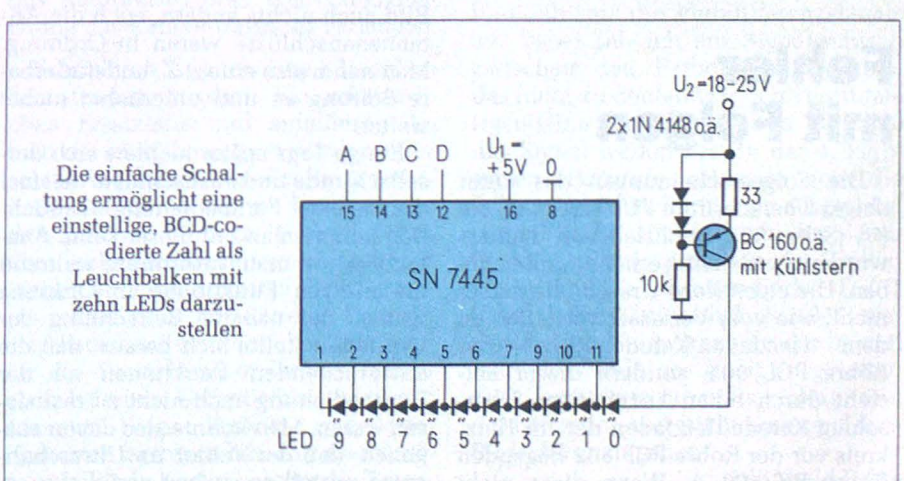
LED-Balkenanzeige

Des öfteren besteht das Problem, eine einstellige, BDC-codierte Zahl anzuzeigen. Ein Siebensegment-Display eignet sich nicht immer. Eine Leuchtbalkenanzeige, aufgebaut aus zehn LEDs, kann übersichtlicher sein. Die folgende Schaltung bietet zwei Vorteile gegenüber Siegensegment-Displays.

Der Strom durch die LED-Kette belastet die 5-V-Spannung nicht und der Leistungsbedarf reduziert sich um mehr als 50 %.

Die Funktion der Schaltung ist schnell erklärt. Das IC SN7445 ist ein BCD-Dezimal-Decoder mit „open collector"-Ausgängen. Je nach der Eingangsinformation schaltet einer der Ausgänge Q_0...Q_9 auf low und läßt den Konstantstrom durch alle davorliegenden LEDs fließen. Die Spannung U_2 für die Konstantstromquelle (mindestens 18 V für rote und 25 V für grüne LEDs) kann aus derselben Trafowicklung gewonnen werden (siehe FUNKSCHAU 10/1980, Seite 109).

Thomas Ingendoh



Die einfache Schaltung ermöglicht eine einstellige, BCD-codierte Zahl als Leuchtbalken mit zehn LEDs darzustellen

Haar-Riß

Ein 14 Tage altes Farbfernsehgerät wurde mit der Fehlerangabe „kein Bild, kein Ton" zur Reparatur abgegeben.

Zunächst konzentrierte sich die Fehlersuche auf das Netzteil. Sämtliche Gleichspannungen waren ordnungsgemäß vorhanden, jedoch alle waren geringfügig zu hoch. Die Horizontalendstufe arbeitete aber nicht, und dies machte sich durch das Fehlen sämtlicher Spannungen, die von der Horizontalendstufe entnommen werden, bemerkbar.

Ich prüfte nun mit dem Oszilloskop die Ansteuerspannung des Horizontal-Endstufentransistors. Statt wie im Schaltbild mit 15 V_{ss} angegeben, waren nur 0,4 V_{ss} vorhanden. Zu vermuten war, daß ein Fehler in der Horizontalendstufe vorlag, wodurch die Ansteuerspannung eventuell zu stark belastet wurde und sich so die viel zu geringe Amplitude erklären ließe.

Die entsprechenden Bauteile wurden ausgewechselt. Der gewünschte Erfolg stellte sich jedoch nicht ein. Die Ansteuerspannung war immer noch viel zu gering.

Nun zog ich den Endstufenmodul aus der Steckverbindung heraus. Die Ansteuerspannung war jetzt in voller Höhe vorhanden.

Der Fehler konnte jetzt eigentlich nur noch im Wandlernetzteil selbst zu suchen sein. Eine Widerstandsmessung zwischen den Anschlußpunkten des Wandler-Transformators an der Steckverbindung des Wandlernetzteils ergab einen sehr hohen Widerstand.

Der Fehler war gefunden. Eine hauchdünne Unterbrechung, ein sogenannter Haar-Riß der Leiterbahn zwischen dem Transformator und dem Anschlußpunkt an der Steckverbindung, war die Ursache. Diese Unterbrechung war nur mit einer Lupe erkennbar.

Verblüffend war, daß ohne Belastung durch die Hoizontalendstufe die Spannung in voller Höhe vorhanden war. Dies ist nur durch eine kapazitive Kopplung über die unterbrochene Stelle zu erklären.

Nachdem die Unterbrechung mit einem Stück Draht überbrückt war, funktionierte das Gerät wieder einwandfrei.

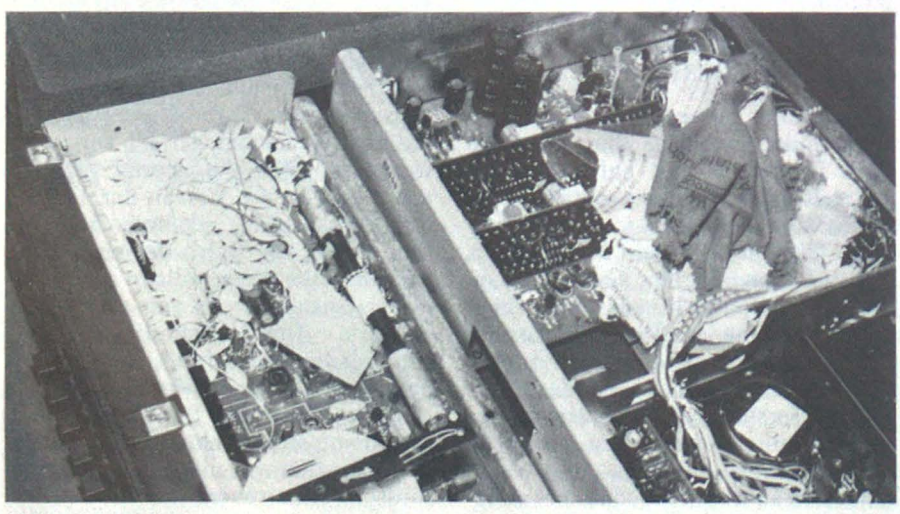
Klaus Kern

Seltsame Funde

Ein Kunde brachte eine erst vor wenigen Wochen gekaufte Stereo-Kompaktanlage mit der Bemerkung in die Werkstatt, daß das Gerät keine Funktion mehr habe.

Eine Überprüfung auf dem Reparaturplatz bestätigte die Angaben des Kunden. Als das Gerät nun zur Reparatur geöffnet wurde, bot sich ein Anblick, der sofort Klarheit über die „Fehlersuche" brachte. Obwohl in Fernsehtechniker-Kreisen hin und wieder schon einmal von Mäusenester-Funden berichtet wurde, so ist das noch lange kein Grund, daß dies auch den Tatsachen entsprach. Hier jedoch konnte man sich mit eigenen Augen davon überzeugen. Das Tier hatte seine Speisekammer im Tuner und sein Nest im Kassettenrecorder gebaut. Alle im Wege befindlichen Drähte hatte es der Einfachheit halber abgebissen, so daß in dem eigentlich engen Gehäuse genügend Wohnraum geschaffen wurde. Dabei hatte die Maus sehr gründliche Arbeit geleistet und zudem noch ein Antistatik-Tuch zur Auspolsterung verwendet, nachdem sich dieses offensichtlich zum Verzehr weniger geeignet hatte. Um den Anblick, der sich dem Servicetechniker beim Öffnen der Anlage bot, für die Nachwelt zu erhalten, wurde von dem „Tatort" ein Foto aufgenommen (*Bild*), welches auch den Lesern der FUNKSCHAU nicht vorenthalten werden soll.

Jürgen Friedrich

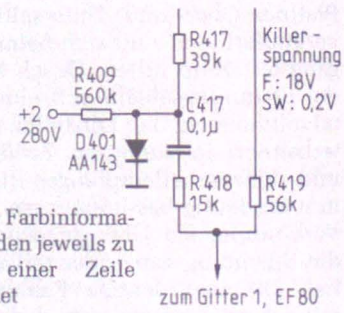


Oft erzählt und selten geglaubt: ein Mäusenest in der Stereoanlage

Linker Bildrand ohne Farbe

Mit der Bemerkung, daß der linke Bildrand ohne Farbe sei, wurde ein noch mit Röhren bestücktes Farbfernsehgerät in die Werkstatt zur Reparatur gebracht. Diese zunächst ein wenig unglaubwürdig klingende Fehlerbeschreibung konnte bestätigt werden, nachdem das Gerät eingeschaltet worden war. Tatsächlich waren ca. 4 cm am linken Bildrand ohne Farbinformation bei Farbsendungen.

Ich überprüfte zunächst alle Betriebsspannungen, die jedoch mit den üblichen Abweichungen mit den Angaben im Schaltbild übereinstimmten. Bei der weiteren Überprüfung fiel mir auf, daß bei Erhöhung des Farbkontrasts dieser farblose Streifen schmaler wurde. Nun überprüfte ich die Spannungen in der Farb-Zf. Es ergab sich kein Hinweis auf einen Fehler; auch der Austausch der dort verwendeten Röhre EF 80 brachte keine Besserung.



Teile der Farbinformation wurden jeweils zu Beginn einer Zeile ausgetastet

Jetzt nahm ich das Oszilloskop zu Hilfe und sah mir den Burst-Austastimpuls (negativer Zeilenrückschlagimpuls) näher an. Form und Amplitude (55 V_{ss}) stimmten jedoch. Am Gitter 1 der Röhre EF 80 war der erste Fehlerhinweis zu finden: Statt 9,5 V_{ss} lagen hier 20 V_{ss}.

Auch an der Anode der Diode D 401 (*Bild*) war die Spannung viel zu hoch (23 V_{ss}). Wie ich nun richtig vermutete, hatte diese Diode eine Unterbrechung und konnte somit den Impuls für die Burstaustastung nicht mehr formen. Nach Einsetzen einer neuen Diode arbeitete das Gerät wieder einwandfrei. Durch die höhere Amplitude des Austastimpulses wurde auch die Impulsbreite größer, und außer dem Burst wurden am Zeilenanfang auch Teile der Farbinformation ausgetastet.

Harald Gömer

Für Fotofreunde:

Digital einstellbare Belichtungsuhr

Leider muß man bei einigen im Handel erhältlichen elektronischen Belichtungsuhren die Erfahrung machen, daß die tatsächliche Einschaltzeit nicht dem vorgewählten Skalenwert entspricht. Obwohl eine genaue Übereinstimmung nicht immer erforderlich ist, so ist sie doch wünschenswert, z. B. wenn man von anderer Seite ermittelte Belichtungswerte übernehmen möchte.

Für eigene Dunkelkammerversuche ist es wichtig, daß der Skalenfehler hinreichend linear ist. Im Falle unzulänglicher Linearität muß man erkennen, daß bei üblicher Umrechnung von zuvor erprobten Belichtungswerten auf andere Abbildungsmaßstäbe der gewünschte Erfolg ausbleibt. Aus solchen Erfahrungen heraus entstand das folgende Schaltbild einer digitalen Belichtungsuhr.

Der gewünschte Zeitwert wird über BCD-Schalter in vier Dekaden mit einem Bereich 0,1...99,9 s eingestellt. Der gesamte Zeitbereich läßt sich aber leicht ändern, z. B. auf 1...999 s, durch Umlegen der Drahtbrücke am IC 1 (in *Bild 1* gestrichelt gezeichnet) auf Stift 9. Durch Zuschalten oder Weglassen von Zehnerteilern (wie IC 1) läßt sich der Zeitbereich auch anderweitig ändern.

Für weitere Anwendungen läßt sich der Zeitbereich nach oben beliebig ausdehnen durch serielle Kaskadierung weiterer ICs vom Typ 40102 mit zugehörigen BCD-Schaltern.

Funktionsablauf

Aus dem Netzteil werden Taktimpulse von 100 Hz abgeleitet und dem Teiler durch 100 (IC 1) zugeführt. In Ruhestellung der Schaltung wird dieses IC jedoch durch das Flipflop FF2 im Reset-Zustand festgehalten, z. B. nach Verbindung der Uhr mit dem Netz durch die Kombination R1/C1. Gleichzeitig wird der Stand der BCD-Schalter über die $\overline{APE}$-Eingänge in die setzbaren dekadischen Abwärtszähler vom Typ 40102 übernommen. Da der $\overline{Q}$-Ausgang des FF2 auf „H" geht, wird FF1 rückgesetzt und verhindert damit, daß das Relais anzieht.

Betätigt man die Taste S1, kann sich der Kondensator C2 über den Widerstand R3 entladen. Damit springt FF2 um, und die Setzeingänge von IC 2 und IC 3 werden vom internen Zähler getrennt. Gleichzeitig wird der Reset-Zustand von IC 1 aufgehoben.

Da der D-Eingang von FF1 nun „H" ist, bewirkt der jetzt folgende 10-Hz- oder 1-Hz-Taktimpuls von IC 1 ein „H" am Q-Ausgang, wodurch das Relais anzieht und der Belichtungsvorgang gestartet wird; andererseits wird der Taktimpuls von IC 1 an den Takteingang von IC 2 weitergeleitet und so der Meßvorgang eingeleitet.

Das IC 1 wirkt als Zehner- oder Hunderterteiler, so daß die Kombination

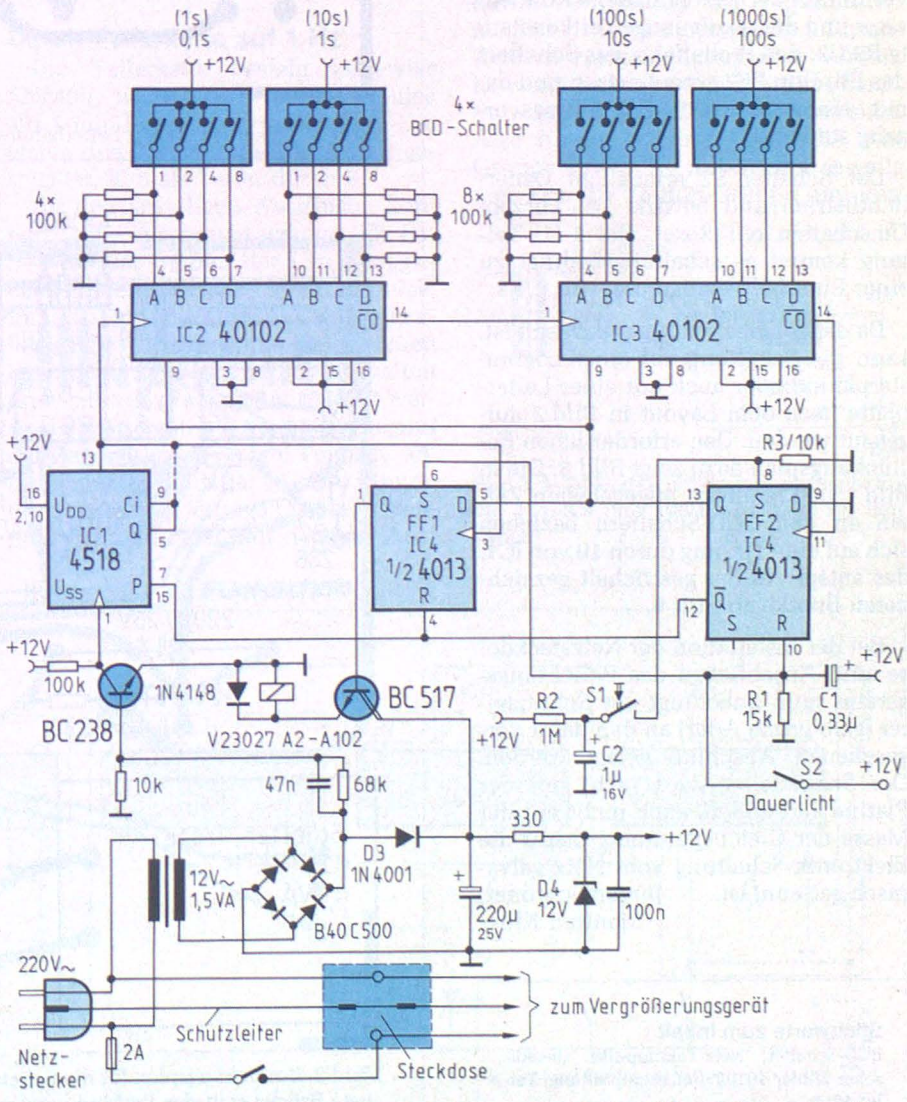


Bild 1. Schaltung für die Belichtungsschaltuhr mit digital einstellbarer Zeit von wahlweise 0,1...100 s oder 1...1000 s

IC 2/IC 3 mit einer Frequenz von 10 Hz bzw. 1 Hz vom vorgewählten Stand abwärtszählt. Wird der Zählerstand „L" von IC 3 unterschritten, erhält Flipflop FF2 eine ansteigende Flanke am Takteingang und springt in den Ruhestand zurück. Dadurch wird FF1 rückgesetzt und beendet den Belichtungsvorgang.

Keine Prelleffekte

Die Beschaltung von Schalter S1 mit Widerstand R2, R3 und Kondensator C2 hat folgenden Sinn: Kondensator C2 wird bei geöffnetem Schalter S1 über Widerstand R2 in ca. 2 s auf eine Spannung geladen, die bei Schließen von S1 ausreicht, FF2 zu setzen. Dann entlädt sich C2 über Widerstand R3 in einer kürzeren Zeit, als es dem kleinsten auf der Uhr einstellbaren Wert (hier 0,1 s) entspricht.

Wird bei einer solch kurzen Belichtungszeit Schalter S1 erst losgelassen, nachdem die Zeit abgelaufen ist, so verhindert der jetzt entladene Kondensator und die relativ lange Zeitkonstante R2/C2, daß Prelleffekte des Schalters das Flipflop FF2 erneut setzen und damit einen weiteren Belichtungsvorgang starten.

Der Schalter S2 ermöglicht Dauerlichtbetrieb und bewirkt bei kurzem Umschalten ein Reset. Bei 1-Hz-Teilung kommt es schaltungsbedingt zu einer Einschaltverzögerung von 0,4 s.

Da der Nachbau völlig unkritisch ist, kann die Schaltung auf einer Lochrasterplatine oder auch auf einer Leiterplatte nach dem Layout in *Bild 2* aufgebaut werden. Den erforderlichen Bestückungsplan dazu zeigt *Bild 3*. Die in Bild 1 in Klammern angegebenen Zeiten an den BCD-Schaltern beziehen sich auf eine Teilung durch 10 von IC1, das entspricht der gestrichelt gezeichneten Brücke an Stift 9.

Bei der Installation der Netzsteckdose zum Anschließen des Belichtungsgerätes muß unbedingt der Schutzleiter (gelb-grüne Ader) an den dafür vorgesehenen Anschluß gelegt werden. Der Schutzleiter wird nicht mit der Platine verbunden, auch nicht mit der Masse der Gleichspannung, damit die Elektronik-Schaltung vom Netz galvanisch getrennt ist.

Jürgen Schröder,
Manfred Klose

Stichworte zum Inhalt
BCD-Schalter, Netz-Taktimpulse, dekadischer Zähler 40102, Schaltentprellung, Teiler 4518.

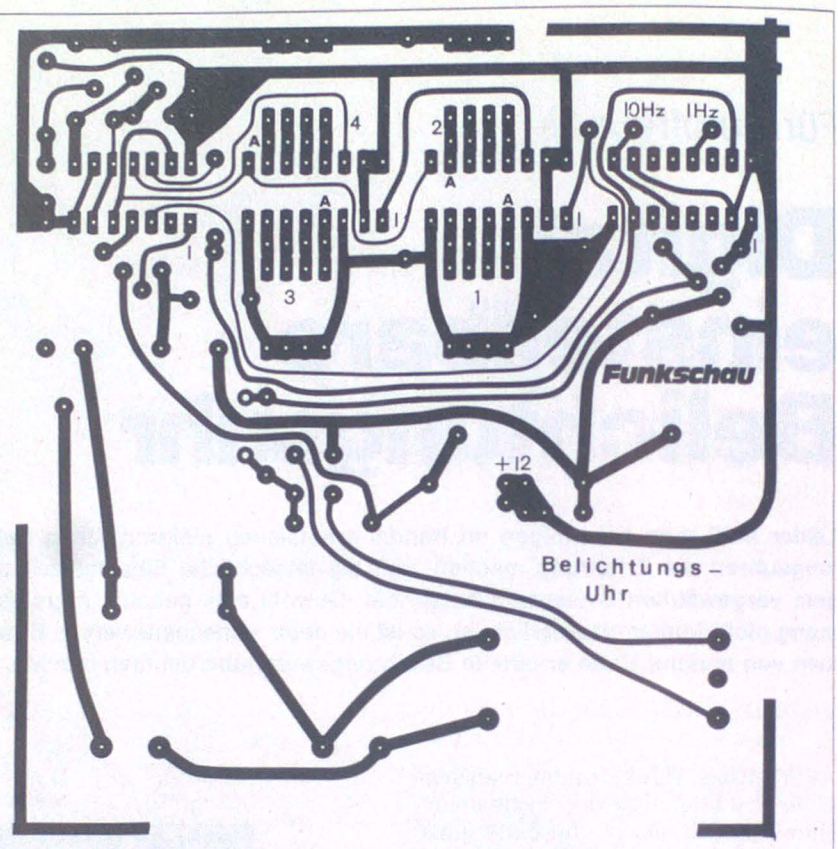


Bild 2. Vorschlag für ein Leiterbahnbild einer Platine

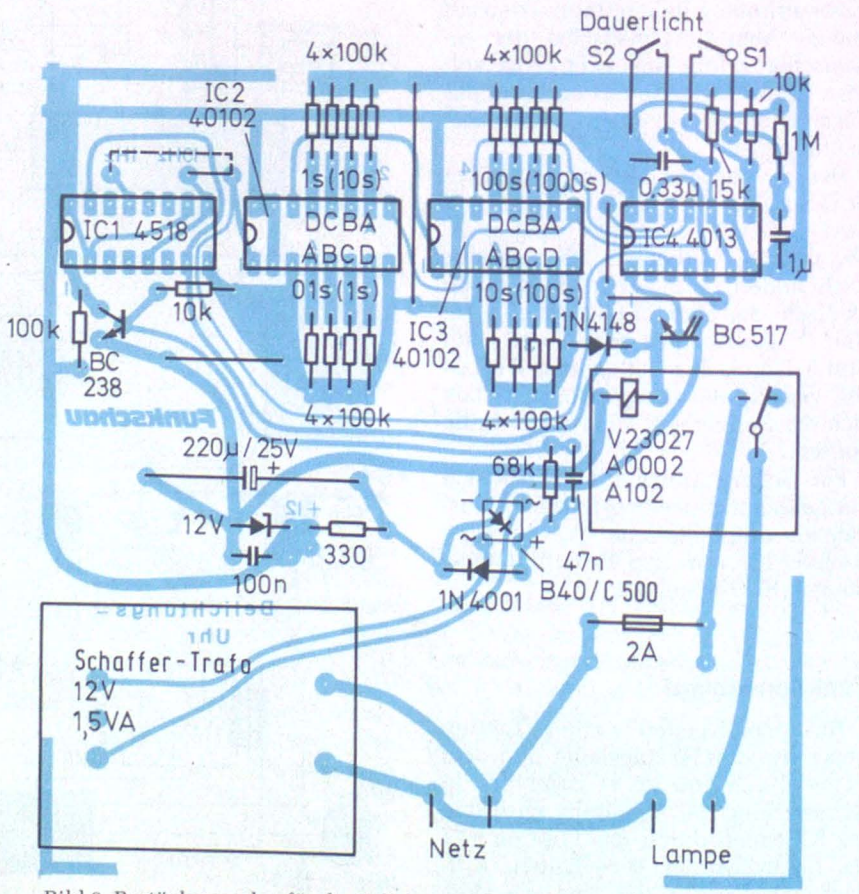


Bild 3. Bestückungsplan für die Belichtungsuhr. Wird die gestrichelt gezeichnete Brücke statt der Verbindung von Stift 9 eingelötet, gelten die in Klammern gesetzten Zeiten

Reinhard Schaar

Uhrzeit nach der Mengenlehre

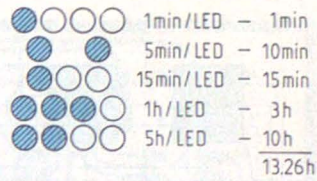


Bild 1. Die Addition der LED-Gruppen mit den unterschiedlichen Wertigkeiten ergibt bei diesem Beispiel die Zeit von 13.26 Uhr

Eine Uhr muß nicht immer wie eine Uhr aussehen – auch nicht wie eine übliche Digitaluhr. Die hier vorgestellte Uhr läuft nach dem Prinzip der Mengenlehre. Verschiedenfarbige LEDs zeigen die Uhrzeit so an, daß sie nur für Eingeweihte lesbar ist.

Die Uhrzeit wird durch 17 verschiedenfarbige LEDs angezeigt, die in fünf Gruppen verschiedener Wertigkeit eingeteilt sind. Durch Addition der leuchtenden LEDs ergibt sich für Geübte recht schnell die augenblickliche Uhrzeit (am besten wird mit der Addition der höchstwertigen Gruppe angefangen). Ein Beispiel zeigt *Bild 1*. Die Anordnung der LEDs kann frei gestaltet werden, allerdings sollten die zu einer Gruppe gehörenden zusammengestellt sein, da sonst das Ablesen der Uhrzeit unnötig erschwert wird.

Stabile Spannung mit IC

Bild 2 zeigt das einfache Netzteil, welches die TTL-Versorgungsspannung von + 5 V sowie die 100-Hz-Ansteuerimpulse für die Uhr liefert.

Zur Störunterdrückung und Impulsaufbereitung wird der Teilerkette in *Bild 3* das IC 74121 vorgeschaltet, welches einen Schmitt-Trigger-Eingang besitzt und einen monostabilen Multivibrator, der – bestimmt durch C1 und Größe des internen Widerstandes – ein 100-Hz-Rechtecksignal mit einer Impulsbreite von 1 ms liefert.

Durch Teilerkette auf 1 Hz

Die Teilerkette besteht aus vier SN7490, welche die 100-Hz-Impulse auf 1-min-Impulse herunterteilen. Die ersten drei ICs sind als 10er-Teiler geschaltet, IC 5 als Teiler durch 6.

An den jeweiligen Ausgängen können Taster angebracht werden (S2, S3, S4), die das Stellen der Uhr ermöglichen, indem statt der 1-min-Impulse, Impulse von $^1/_{100}$ s bis 1 s die augenblickliche Uhrzeit schneller erreichen lassen. Mit S1 kann die Uhr angehalten und somit sekundengenau gestellt werden. Der Schalter S muß vor Beginn der Einstellung das letzte Teiler-IC abtrennen, da nur für ca. 20 s pro Minute die Einstellung erfolgen kann. (Während der restlichen Zeit liegt der Ausgang von IC 5 auf Low-Potential, womit folglich ohne Abtrennung die anderen IC-Ausgänge nur nach Masse geschaltet würden.)

Nach erfolgter exakter Zeiteinstellung wird der Schalter S erst dann wieder geschlossen, wenn die LED am Ausgang von IC 5 (in Bild 3 gestrichelt gezeichnet) High-Zustand anzeigt. So ist sichergestellt, daß kein Prellen die eingestellte Zeit verstellen kann.

Die eigentliche Uhrschaltung wird durch Verwendung von Flipflops ermöglicht, die zu sogenannten Johnson-Zählern zusammengeschaltet werden. Es werden ebensoviele Flipflops benötigt wie Anzeige-LEDs vorhanden sind. Also für die 1-min-Gruppe, die 1-h-Gruppe sowie die 5-h-Gruppe jeweils vier FFs, die 15-min-Gruppe drei und

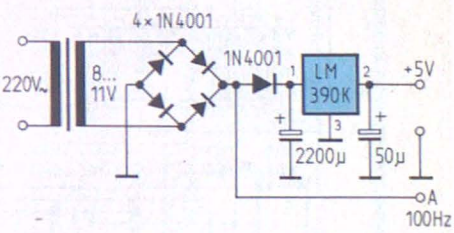


Bild 2. 5-V-Netzteil mit Spannungsregler für die TTL-ICs und 100-Hz-Ausgang für den Zähler

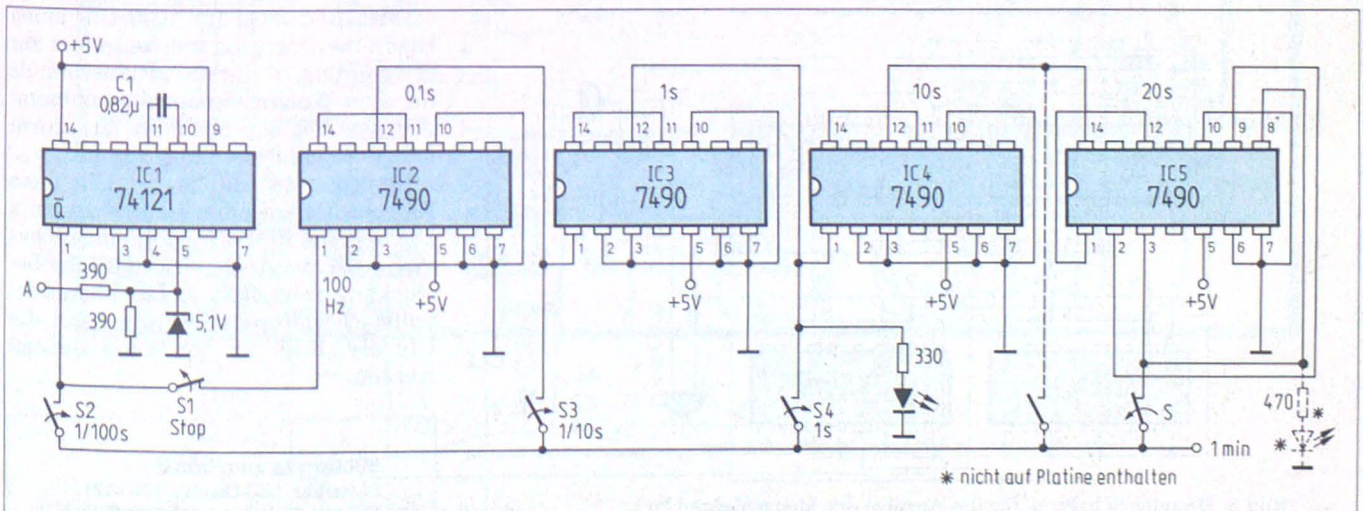


Bild 3. Diese Teilerkette liefert einen Impuls pro Minute und bietet gleichzeitig einige Stellmöglichkeiten der Uhr

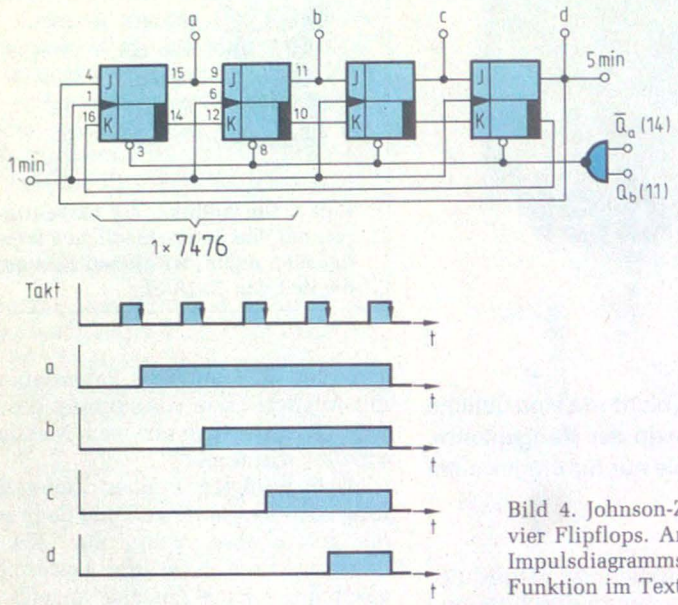


Bild 4. Johnson-Zähler mit vier Flipflops. Anhand des Impulsdiagramms ist die Funktion im Text erklärt

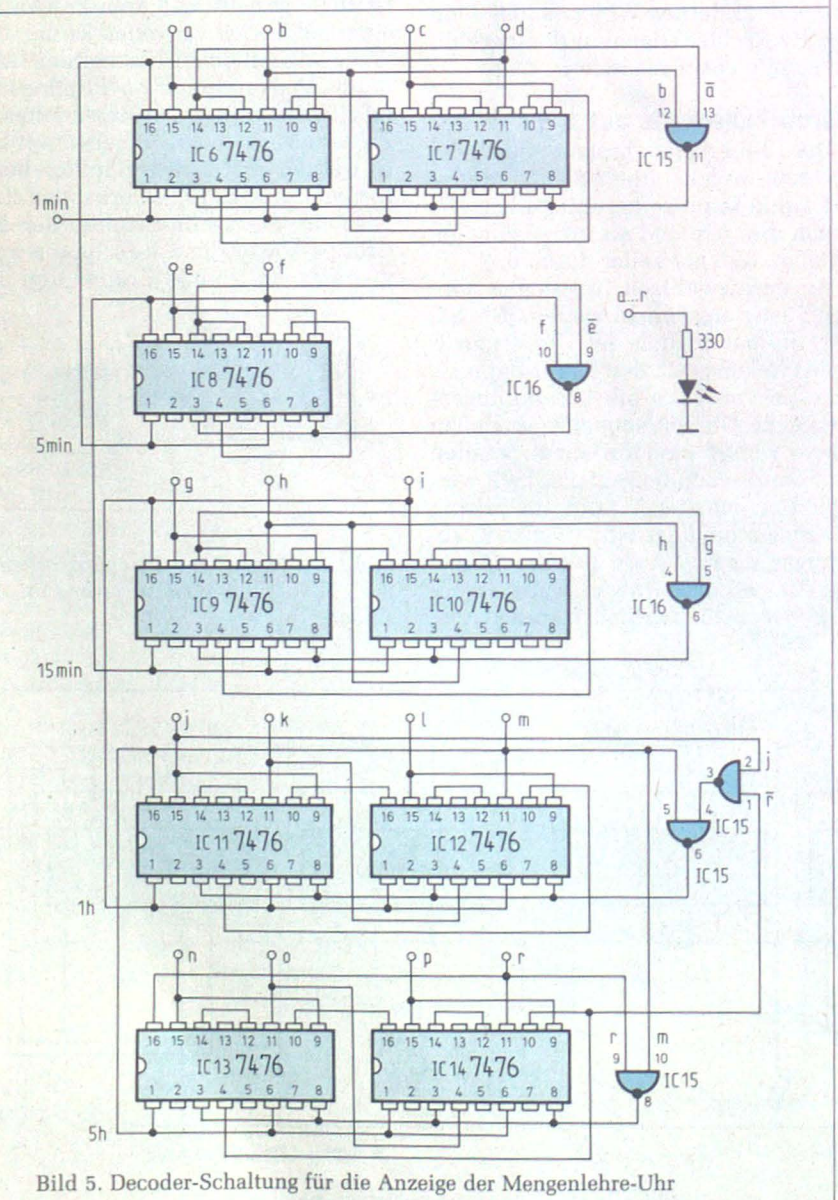


Bild 5. Decoder-Schaltung für die Anzeige der Mengenlehre-Uhr

schließlich noch zwei FFs für die beiden 5-min-LEDs.

In *Bild 4* ist ein Johnson-Zähler mit vier FFs dargestellt. Anhand des Impulsdiagramms kann die Schaltung leicht erklärt werden. Die LEDs sind über 330-Ω-Widerstände direkt an die Q-Ausgänge der Flipflops geschaltet, was zur genügenden Helligkeitsausbeute reicht, ohne die ICs zu überlasten *(Bild 5)*.

Decodierung mit neun ICs

Zunächst liegen bis zur ersten vollen Minute die Ausgänge a...d auf Low und somit der J-Eingang des ersten FFs auf High und der K-Eingang auf Low. Bei der abfallenden Taktflanke geht nun der Ausgang dieses ersten FFs auf High, die erste Minute wird angezeigt und gleichzeitig liegt jetzt High am J-Eingang des zweiten, welches bei der nächsten abfallenden Taktflanke mit auf High geht.

Nach der vollendeten vierten Minute leuchten die LEDs a...d, und es liegt jetzt Low am J-Eingang des ersten FFs, das daraufhin zur vollendeten fünften Minute wieder auf Low geht und damit $\overline{Q}_a$ auf High.

Dieser Zustand wird zur Reset-Steuerung verwendet. $\overline{Q}_a$ und einer der anderen Ausgänge Q_b, Q_c oder Q_d liegen auf High und somit der Ausgang des NAND-Gatters auf Low, was zum Reset führt. Dieser Übergang erfolgt also nach genau fünf vollen Minuten, so daß hier der Takt für den folgenden Johnson-Zähler entnommen werden kann.

Die Reset-Schaltung der 1-h-Gruppe ist um ein NAND-Gatter aufwendiger – siehe Bild 5 –, da nach 23.59 Uhr bereits bei drei leuchtenden 1-h-LEDs der Reset auf 0.00 Uhr erfolgen muß. Die 5-h-Gruppe erlischt ebenfalls um Punkt 24.00 Uhr bei Übergang von Q_m in den High-Zustand. Da die 5-h-Gruppe nur einmal, und zwar um 0.00 Uhr einen High-Low-Übergang hat, kann hier zur Erweiterung, z. B. der Ansteuerimpuls für eine Wochentagsanzeige, entnommen werden, die ebenfalls aus einem Johnson-Zähler bestehen könnte.

Der gesamte Aufbau der Uhr ohne Netzteil hat auf einer Platine 10 cm x 20 cm Platz. *Bild 6* zeigt ein mögliches Platinen-Layout. Die erforderliche Bestückung zeigt *Bild 7*. Bei phantasievoller Gestaltung der Front kann die Uhr als „Bild" an die Wand gehängt werden.

Stichworte zum Inhalt
Digitaluhr, LED-Display, SN74121, SN7476, Teilerkette, Johnson-Zähler.

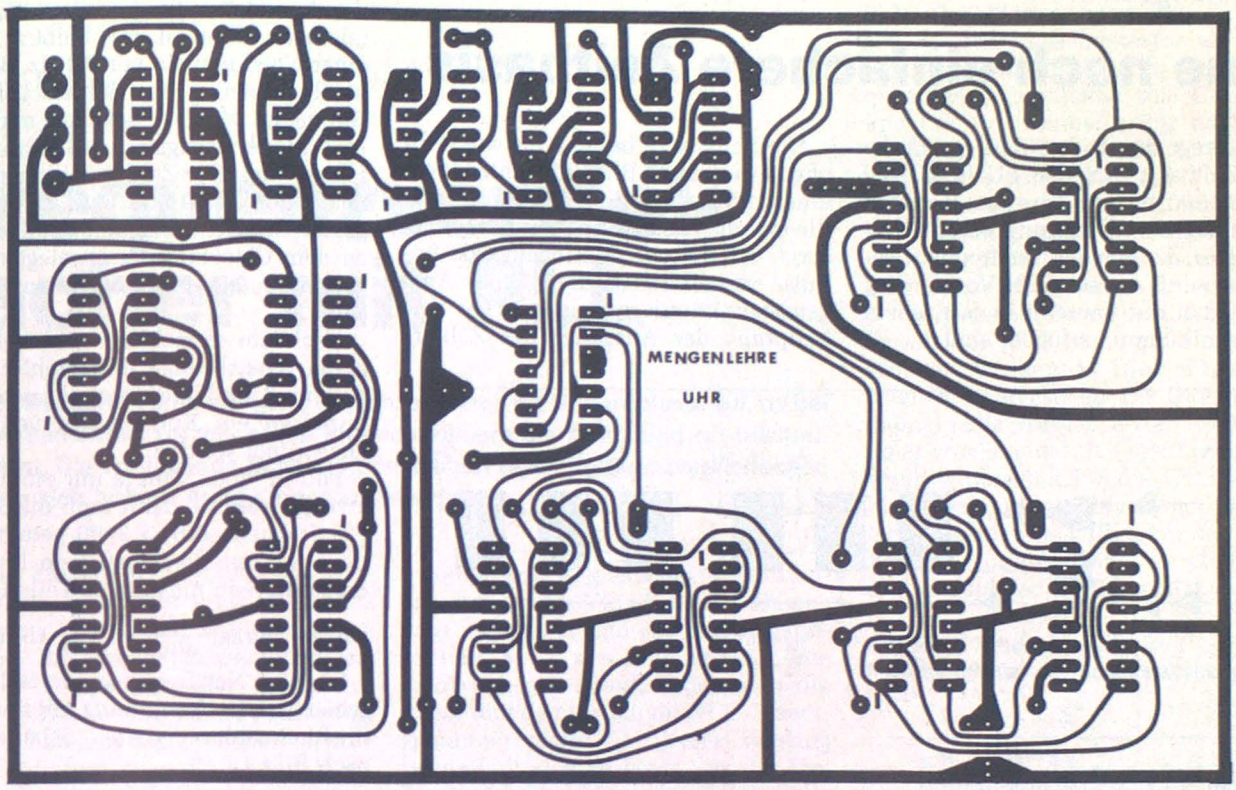


Bild 6. Das Platinen-Layout erleichtert den Aufbau der Schaltung

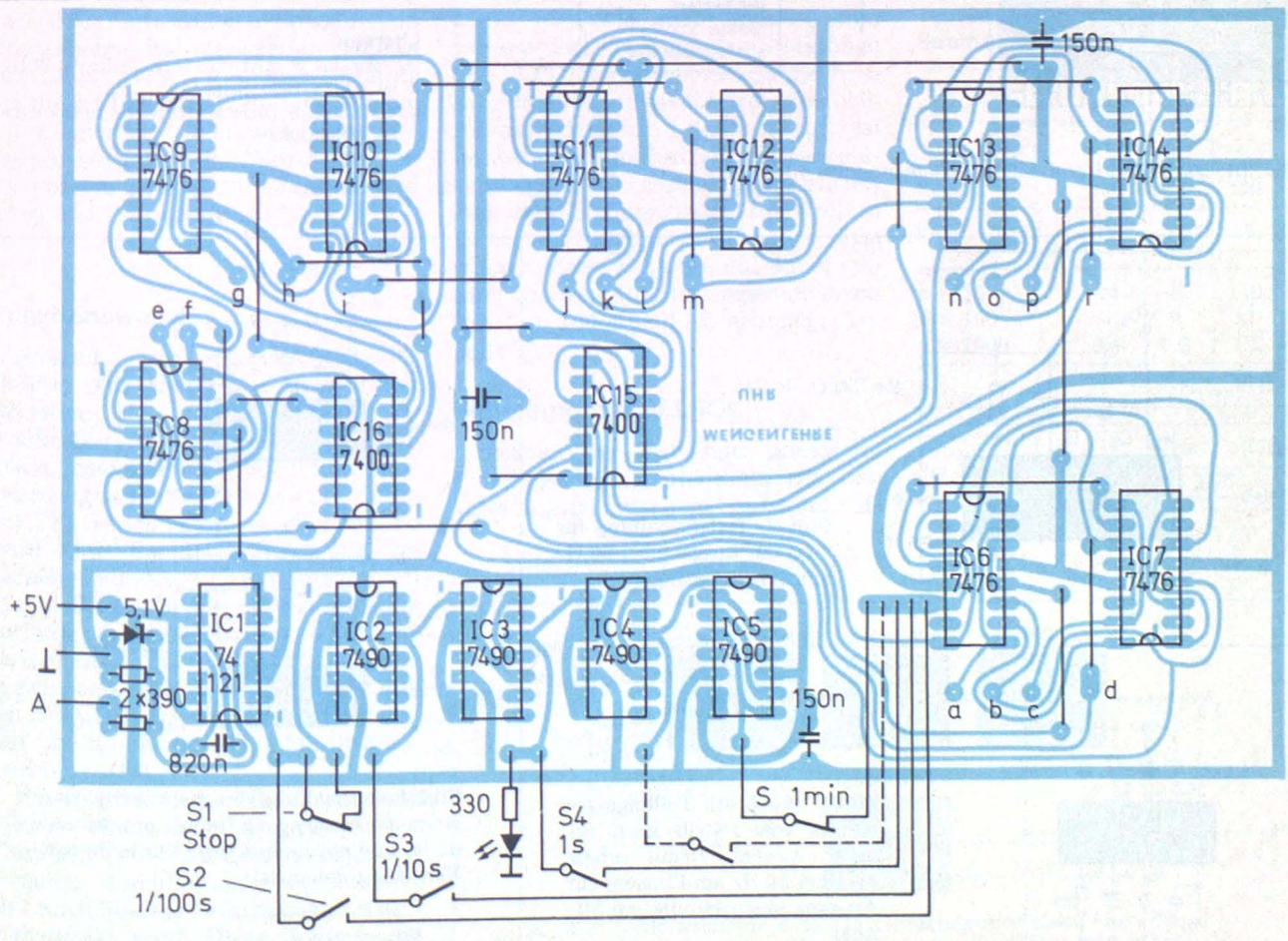


Bild 7. Bestückungsplan zu der Platine in Bild 5

Schaltungskniff:

Eine noch einfachere Zeitbasis

Angeregt durch den Beitrag „Einfache Zeitbasis" in der FUNKSCHAU Heft 6/1980, möchte ich einen weiteren Vorschlag zur Erzeugung eines 1-Hz-Impulses, der von der Netzfrequenz gesteuert wird, machen. Der Vorteil liegt darin, daß die Bauteile in fast jedem Elektronik-Shop verfügbar sind.

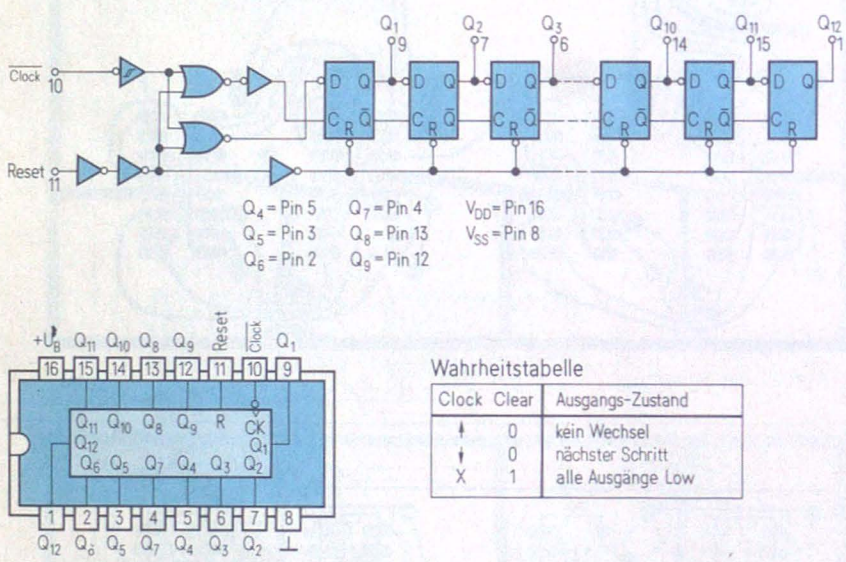
Die Schaltung besteht im wesentlichen aus dem 12-Bit-Binärzähler 4040, einem CMOS-Baustein (*Bild 1*). Durch die externe Beschaltung wird dafür gesorgt, daß 50 bzw. 60 Eingangstakt-Impulse erforderlich sind, um einen Ausgangstakt-Impuls zu erzeugen. Die Verknüpfung der Ausgänge des Zählers entspricht binär der Dezimalzahl, durch welche die jeweilige Netzfrequenz zu teilen ist. Das heißt z. B. bei einer Netzfrequenz von 50 Hz, daß eine Rücksetzung des Zählers bei dem Bitmuster 010011, welches mit dem LSB (niederwertigstem Bit) beginnt, erfolgen muß. Der Zähler zählt also von dezimal 0 bis 49 und wird dann rückgesetzt auf Null, was einer Teilung der an dem Clockeingang angelegten Eingangsfrequenz durch 50 Hz entspricht (*Bild 2*).

Nachdem es sich bei dem 4040 um einen asynchronen Binärzähler handelt, muß zur Unterdrückung von Störimpulsen ein Kondensator von 1 nF angeordnet werden.

Soll in einer Minute nur ein Impuls erzeugt werden, dann muß die 50-Hz-Netzfrequenz durch 3000 geteilt werden, was für den 4040 kein Problem darstellt. Sein maximales Teilungsverhältnis beträgt $\frac{1}{4096} = \frac{1}{2^{12}}$ (*Bild 3*).

Für eine Netzfrequenz von 60 Hz ergeben sich in Verbindung mit dem 12-Bit-Binärzähler 4040 Schaltungen nach *Bild 4*.

Wilhelm Ploetz



Wahrheitstabelle

Clock	Clear	Ausgangs-Zustand
↓	0	kein Wechsel
↓	0	nächster Schritt
X	1	alle Ausgänge Low

Bild 1. Blockschaltbild und Anschlußbelegung des 4040

Literatur

[1] *Stanislav R. Kříž:* Einfache Zeitbasis. FUNKSCHAU 6/1980, Seite 118.
[2] CMOS/MOS Digitale Integrierte Schaltungen. RCA Solid State.

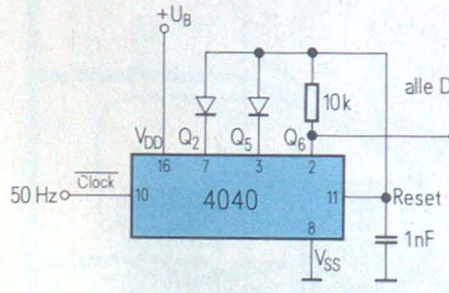


Bild 2. Teilerschaltung für 1 Hz am Ausgang bei 50 Hz am Clock-Eingang

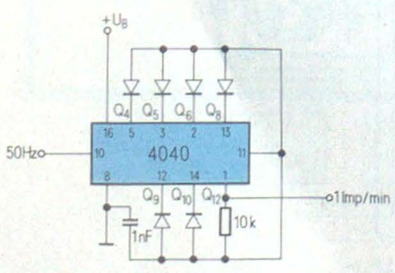


Bild 3. Auch ein Teilungsverhältnis von 1/4096 kann erzeugt werden. Damit erhält man bei 50 Hz am Eingang am Ausgang einen Impuls pro Minute

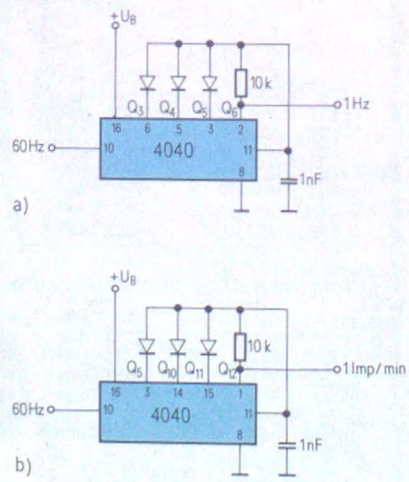


Bild 4. Beschaltung des 4040 bei 60 Hz, wenn am Ausgang ein Impuls pro Sekunde (a) und ein Impuls pro Minute (b) zur Verfügung stehen soll

Georg Fiege

Frequenzvervielfacher mit PLL

Bei der Messung von niedrigen Frequenzen treten oft Meßprobleme auf, da bei den vorhandenen Torzeiten des Frequenzzählers die Auflösung oft unzureichend ist. Die vorliegende Schaltung beschreibt einen Frequenzvervielfacher, mit dem sich höhere Auflösungen erzielen lassen.

Viele Frequenzzähler besitzen Torzeiten bis hinauf zu einer Sekunde, was einer Auflösung von 1 Hz entspricht. Bei Frequenzmessungen im unteren Frequenzbereich, beispielsweise 10 Hz, bedeutet diese Auflösung allein schon eine Meßunsicherheit von 10 %. Verlängert man die Torzeit, kann durch die höhere Auflösung die Meßunsicherheit verringert werden.

Diese Änderung ist aber meist nur bei relativ aufwendigen Eingriffen in den Zähler – bei integrierten Zählern überhaupt nicht – möglich. Abhilfe schafft die folgende Schaltung, die bei unveränderten Torzeiten für eine größere Auflösung sorgt. Hierbei findet eine Phasenregelschleife (Phase-locked Loop, PLL) Anwendung.

Funktionsweise

Anhand des Blockschaltbildes (*Bild 1*) läßt sich die Funktion der Schaltung, die eine PLL als Frequenzsynthesizer darstellt, verdeutlichen. Die zu messende Frequenz f_1 wird phasenmäßig mit einer Frequenz f_1' durch den Phasendetektor verglichen. So wird eine Rechteckschwingung gewonnen, deren Gleichspannungsanteil ein Maß für die Phasenverschiebung zwischen f_1 und f_1' ist (unter der Voraussetzung, daß beide Frequenzen gleich sind). Der Oberwellengehalt dieser Schwingung bildet einen Störanteil, der durch das Schleifenfilter unterdrückt wird.

Die so gewonnene Gleichspannung steuert einen spannungsgesteuerten Oszillator (VCO) an, dessen Ausgangsfrequenz durch einen Frequenzteiler mit einstellbarem Teilungsfaktor n heruntergeteilt wird. Diese Schwingung wird als f_1' auf den Phasendetektor gegeben.

Sind f_1 und f_1' gleich, so ist die Steuerspannung des VCO konstant. Daraus folgt zwingend, daß die Ausgangsfrequenz $f_2 = f_1' \cdot n = f_1 \cdot n$ ist. Tritt eine Änderung von f_1 auf, ändert sich die Phase und damit auch die VCO-Steuerspannung sowie f_1'. Dieser Vorgang wiederholt sich so lange, bis die Frequenzen f_1 und f_1' wieder gleich sind.

Da das Schleifenfilter durch einen Tiefpaß realisiert wird, gibt es eine Frequenz f_{1min}, die nicht unterschritten werden darf, da sonst die Störgrößen den VCO mit aussteuern und die Ausgangsfrequenz instabil wird. Eine obere Frequenzgrenze $f_{2max} = n \cdot f_{1max}$ ist im wesentlichen durch den Aussteuerbereich des VCO gegeben [1]. Realisiert man den Frequenzteiler aus drei in Kette geschalteten dekadischen Frequenzzählern, kann die PLL innerhalb ihrer Grenzen die Ausgangsfrequenzen $f_2 = (10, 100, 1000) \cdot f_1$ erzeugen (*Tabelle 1*).

Schaltung mit PLL-ICs

Seit einiger Zeit sind preiswerte PLL-Baugruppen erhältlich, die den schaltungstechnischen Aufwand erheblich reduzieren. Es wurde auf die PLL CD 4046 zurückgegriffen, da diese sowohl den Phasendetektor als auch den VCO enthält. Außer dem Frequenzteiler, bestehend aus CD 4017 und CD 4518, braucht nur noch das Schleifenfilter (R2, R3, C2, C3) hinzugeschaltet werden (*Bild 2*) [2].

Da die Schaltung mit einer Einschwingzeit behaftet ist, die mit der Kapazität C 2/C 3 wächst, wurde eine Frequenzbereichs-Umschaltung mit S 1 vorgesehen. Da viele einfache Stufenschalter (S 2) nicht unterbrechend schalten, wurden die Dioden D 1...D 3 sowie R 4 vorgesehen. Die Dioden entkoppeln die Ausgänge der Frequenzteiler voneinander, R 4 stellt den Belastungswiderstand für die Dioden dar. Bei Verwendung von einwandfrei unterbrechenden Schaltern können diese Bauteile entfallen bzw. durch Drahtbrücken auf der Platine ersetzt werden.

Tabelle 1: Teilerfaktor n in Abhängigkeit der Schalterstellungen

S 1	S 2	n
a, b	a	10
a, b	b	100
a, b	c	1000

Tabelle 2: Grenzfrequenzen und Stromaufnahme

	U_B/V			
	5	9	12	15
R6/Ω	330	560	820	1000
I/mA	10	12	15	18
n = 10	40	90	110	110
n = 100	4	9	11	11
n = 1000	0,4	0,9	1,1	1,1
	f_{1max}/kHz			
f_{1min}	1 Hz [C2]			
	60 Hz [C3]			

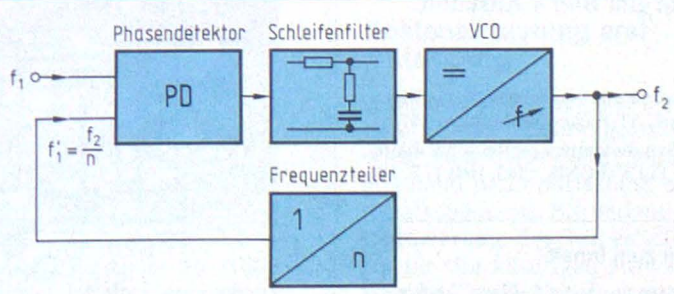


Bild 1. Blockschaltbild des Vervielfachers, der einen Phasenregelkreis als Frequenzsynthesizer darstellt

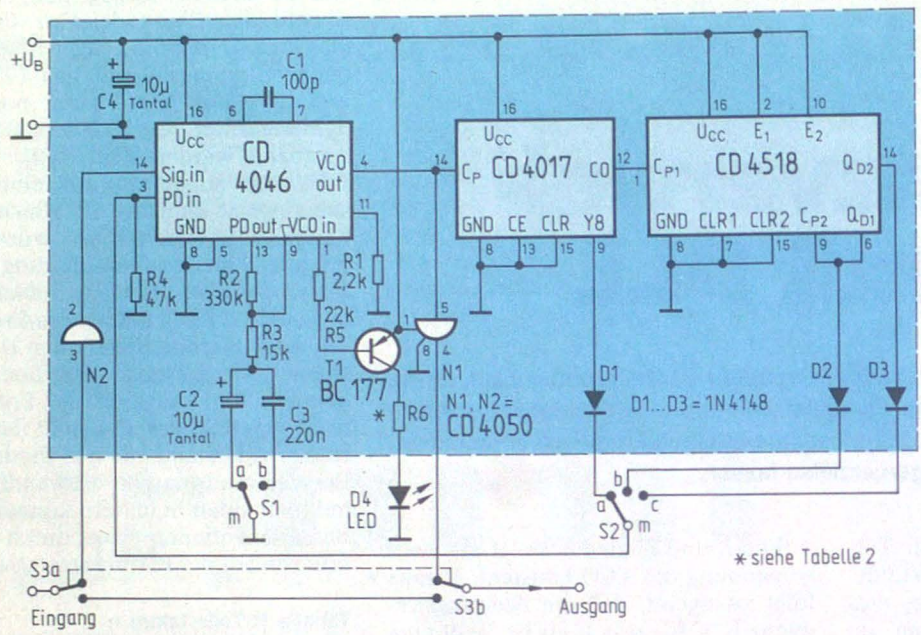


Bild 2. Schaltplan des Gerätes. Die innerhalb der gestrichelten Linie gezeichneten Bauteile befinden sich auf der Platine

Ist die PLL nicht eingerastet – sind also f_1 und f_1' nicht gleich – leuchtet die LED D 4 auf. Zu dieser Zeit ist die Anzeige des Frequenzzählers nicht stabil. Frequenzwerte dürfen also nur abgelesen werden, wenn D 4 erloschen ist. Mit S 2 erfolgt die Teilungsfaktoreinstellung, S 3 schleift das Gerät in die Meßleitung ein. N1 und N2 entkoppeln die Schaltung von der Meßleitung.

Die Versorgungsspannung, die mit einem zusätzlichen Kontakt S 3 geschaltet werden kann, sollte gleich der des Zählers sein und darf zwischen 5 V und 18 V liegen. Der Eingangspegel für logisch „1" darf 18 V nicht über-, der für logisch „0" nicht 0 V unterschreiten. Über Grenzfrequenzen, Stromaufnahme und Werte für R 6 gibt die *Tabelle 2* Auskunft.

Der Aufbau erfolgt auf der Platine nach *Bild 3*. Über die Bestückung und Verdrahtung der externen, außerhalb der gestrichelten Linie gezeichneten Bauelemente gibt *Bild 4* Auskunft.

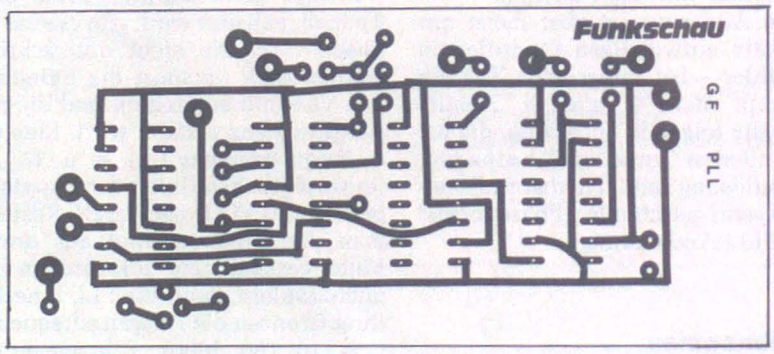


Bild 3. Layout zum Aufbau der Schaltung

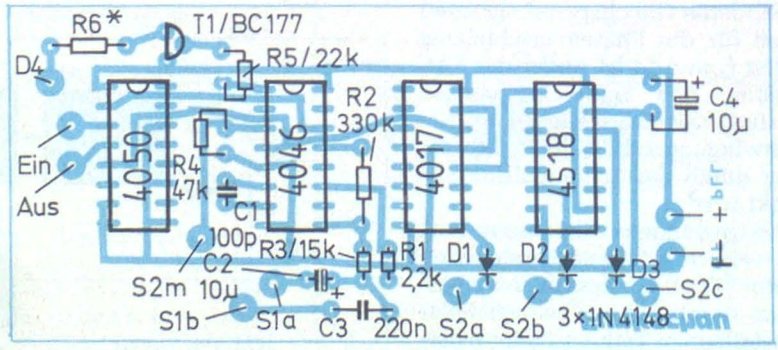


Bild 4. Bestückungs- und Verdrahtungsplan

Literatur

[1] *Best, R.*: Theorie und Anwendungen des Phase locked Loops. AT-Fachverlag Stuttgart 1976.

[2] *Rüger, W.*: Symmetrierung periodischer digitaler Signale. ELEKTRONIK 1980, Heft 7, S. 98.

Stichworte zum Inhalt

Frequenzmessung, Torzeit, Phase Locked Loop (PLL), Frequenzsynthesizer, spannungsgesteuerter Oszillator (VCO), Frequenzteiler.

Hans-Dieter Machuta

Stereocoder für Service-Zwecke

1. Teil

In der täglichen Praxis einer Audio-Werkstatt ist der Einsatz eines Stereomultiplexsignals oft unumgänglich. Obwohl genügend Rundfunksender zur Verfügung stehen, die ein Stereoprogramm ausstrahlen, hat ein Signal, das beliebig eingestellt werden kann, für Meßzwecke erhebliche Vorteile gegenüber einer Musiksendung.

Die Rundfunk-Stereoübertragung nach dem Pilottonverfahren ist in der CCIR-Norm (Comité Consultatif International des Radiocommunications) festgelegt. Es setzt sich aus den drei Komponenten nach *Bild 1* zusammen.

Das Stereo-Multiplexsignal

Das Summensignal (L + R) enthält die Information des linken und rechten Kanals zu gleichen Anteilen und stellt somit die Mitteninformation dar. Dieses Signalgemisch ermöglicht auch Monoempfängern einen einwandfreien Rundfunkempfang. Als Zusatz für einen Stereoempfänger sind dann noch die Seiteninformationen notwendig. Diese sind in dem Differenzsignal (L – R) enthalten. Dieses Differenzsignal wird einem Hilfsträger aufmoduliert. Die Modulationsart ist Zweiseitenband-Amplitudenmodulation mit unterdrücktem Träger.

Der Pilotton bei 19 kHz ist notwendig für die phasenrichtige Demodulation des Differenzsignals in den Empfängerschaltungen. Die Informationen der beiden Signale werden nach folgendem Schema wieder getrennt:

$$(L + R) + (L - R) = 2 \cdot L$$
$$(L + R) - (L - R) = 2 \cdot R$$

Grundanforderungen an das Gerät

Besonders wichtig für ein solches Gerät ist, daß es handlich ist und dabei doch eine Reihe von Funktionen erfüllen kann. So soll jeder Kanal mit beliebigen Signalen moduliert werden können.

Bei dem beschriebenen Stereocoder sind mit den Eingangswahlschaltern folgende Funktionen wählbar:

- Aussteuerung jedes einzelnen Kanals mit zwei unterschiedlichen Prüftönen, die intern erzeugt werden;
- synchrone Aussteuerung der beiden Kanäle mit dem gleichen Signalton;
- Aussteuerung des Coders mit einer Stereo-Musik- oder Sprachübertragung, die dem Gerät extern zugeführt werden kann.

Hieraus ergibt sich schon die nächste Notwendigkeit, einer von außen frei wählbaren Preemphase, da ja alle Rundfunkempfänger auch mit einer entsprechenden Deemphase ausgerüstet sind. Hierbei sind zwei unterschiedliche Werte gebräuchlich, die beide frei wählbar sein müssen.

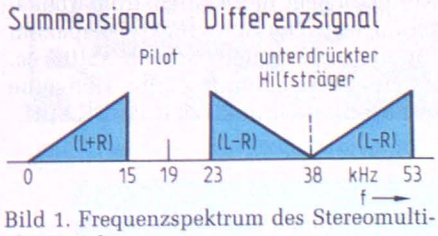


Bild 1. Frequenzspektrum des Stereomultiplexsignals

Nun ist es nicht immer so, daß man einen Empfänger gleich zerlegen muß, um ihn zu testen. So ist es erforderlich, daß das Stereomultiplexsignal (MUX) an einem Hf-Ausgang (100 MHz) frequenzmoduliert zur Verfügung steht. Dies ermöglicht, das Gerät auch zu Vorführzwecken zu verwenden.

Für echte Servicezwecke ist es noch erforderlich, daß das Multiplexsignal abschwächbar und niederohmig ist, auch muß ein Triggersignal, das dem Pilotton entspricht, zur Verfügung stehen.

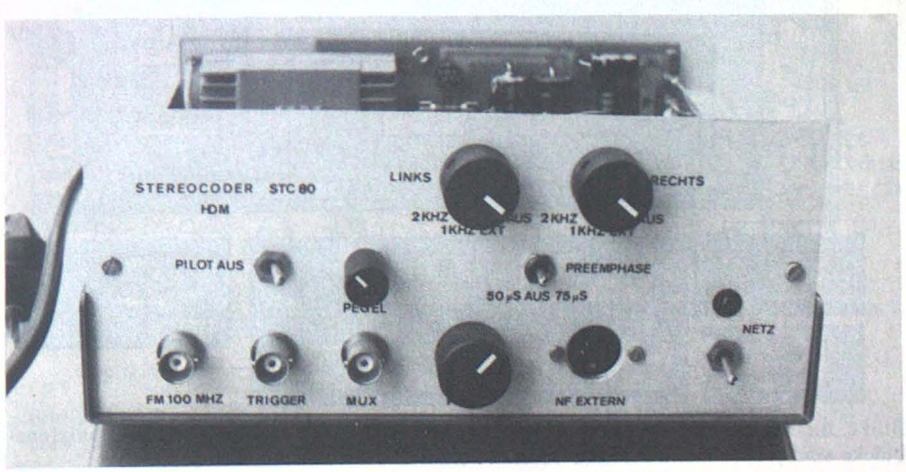
Funktionserläuterung anhand des Blockschaltbildes

Das Blockschaltbild *(Bild 2)* ist in drei Funktionsblöcke unterteilt. Diese Blockstruktur findet sich auch annähernd bei den Platinen wieder. Nur der 26,6-MHz-Oszillator wurde extern in einem Hf-dichten Gehäuse untergebracht, ebenso der 100-MHz-Oszillator.

Block 1 dient zur Erzeugung aller notwendigen Signalschwingungen. Für die Erzeugung des Hilfsträgers und der Pilottonfrequenz wird das Ausgangssignal eines 26,6-MHz-Oszillators durch 700 bzw. 1400 geteilt. Der Vorteil dieser Schaltungsanordnung liegt in geringen Kosten und einer genauen Hilfsträgerfrequenz. Um eventuelle Störungen durch Oberwellen dieser Signale zu verhindern, wurden den Ausgängen der Teilerschaltungen Tiefpaßfilter nachgeschaltet.

Ebenfalls in Block 1 befinden sich die Oszillatoren für die Erzeugung der Signaltöne, die zur Aussteuerung der beiden Kanäle benötigt werden. Diese Signale können dann wahlweise auf die Eingänge geschaltet werden.

In Block 2 finden wir die eigentliche Codierschaltung. Nach den Eingangswahlschaltern (S2, S3) und dem Potentiometer zur Abschwächung des Eingangssignals befindet sich die mit dem Schalter S4 wählbare Preemphase. Es



ist eine Preemphase von 50 µs und von 75 µs möglich. Letztere trifft überwiegend für Geräte vom amerikanischen Markt zu. Die Preemphase und anschließende Deemphase im Empfänger bewirkt eine Verbesserung des Signal/Rauschabstandes.

Die Codierung erfolgt nun nach dem Frequenzmultiplexverfahren. Das heißt, das Signalgemisch wird mit Hilfe einer Matrix erzeugt.

Die Mitteninformation entsteht durch Summierung der beiden Kanäle und wird nach Pegelanpassung an eine Subtrahierschaltung (OP3) weitergeleitet. Das Summensignal steht hier invertiert zur Verfügung. Die Seiteninformation bzw. das Differenzsignal entsteht an der Subtrahierschaltung (OP2) und wird anschließend einem Balanced-Modulator zugeführt. Als Träger erhält der Modulator die 38 kHz aus Block 1. So entsteht ein zweiseitenband-amplitudenmoduliertes Signal, das ebenso der Subtrahierschaltung (OP3) zugeführt wird.

Der Pilotton (19 kHz) wird mit entsprechender Amplitude in invertierter Form der Subtrahierschaltung (OP3) zugeführt. Nun stehen an den Eingängen folgende Signale zur Verfügung:

○ – (L + R);
○ Modulationsprodukt (MOD);
○ – (19 kHz).

Am Ausgang des Subtrahierers steht das Multiplexsignal an. Um die Oberwellenanteile abzuschwächen, folgt noch ein Tiefpaß 4. Ordnung mit Bessel-Charakteristik. Außerdem verstärkt dieses aktive Filter um den Faktor 3 im Durchlaßbereich.

Das Multiplexsignal wird über ein Potentiometer an den Ausgang geführt. Mit dem Multiplexsignal wird ein 100-MHz-Signal moduliert. Dieses frequenzmodulierte Ausgangssignal kann in einen UKW-Empfänger eingespeist werden.

Zur Spannungsversorgung der einzelnen Stufen dient ein Standard-Netzteil (Block 3) mit Festspannungsreglern. Solche Netzteile sind einfach und unproblematisch zu bauen und bedürfen hier keiner näheren Erläuterung.

Aufbereitung der Signalspannungen

Die gesamte Signalaufbereitung wird auf einer Platine untergebracht. Nur der FM-Oszillator wird frei verdrahtet in einem Hf-dichten Gehäuse aufgebaut, es kann auch ein fertiges Hf-Modul verwendet werden.

Für den Oszillator in Block 1 wurde eine Frequenz von 26,6 MHz gewählt, weil der verwendbare CB-Quarz überall preiswert zu haben ist. Wie bei CB-Quarzen üblich, schwingt der Oszillator auf der dritten Harmonischen *(Bild 3)*. Als Transistoren können Typen wie BC 173 B oder BC 107 B verwenden, da die Grenzfrequenz von 150...200 MHz leicht ausreicht.

Die Rückkopplung und die Phasendrehung um 180° erfolgen hier über die Spannungsteilung mit der Transistoreingangs- und Ausgangskapazität. Der 100-kΩ-Widerstand von der Basis zum Kollektor legt den Gleichstromarbeitspunkt fest. Die Schwingkreiskapazität für diesen Frequenzbereich sollte ca. 27 pF haben. Somit ergibt sich eine erforderliche Induktivität von 1,3 µH.

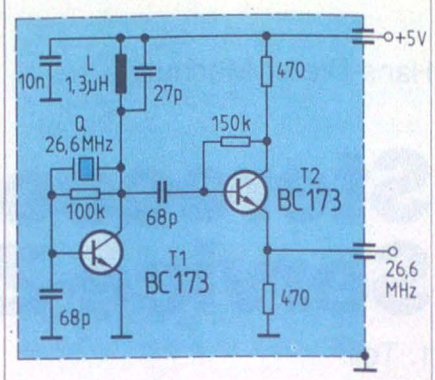


Bild 3. Der Signaloszillator schwingt mit 26,6 MHz. Alle erforderlichen Signale werden durch Teilung dieser Frequenz gewonnen

Diese wird am besten als Luftspule aus Kupferdraht (∅ = 0,5 mm) oder Silberdraht gewickelt. Die Windungszahl errechnet sich bei einer Spulenlänge von 4 mm zu 5 Windungen.

Da die Frequenz des Oszillators nicht sehr stark von der Induktivität L abhängt, ist dieser Wert dieser nicht so kritisch. Eine geringfügige Abweichung des Oszillators von seiner Sollfrequenz ist auch deshalb relativ unkritisch, da die Ausgangsfrequenz noch durch 700 geteilt wird.

Durch eine kapazitive Auskopplung wird die Schwingfrequenz einer Impedanzwandlerstufe zugeführt und auf TTL-Pegel gebracht. Der Ausgang geht direkt auf die Teilerschaltung. Der komplette Oszillator ist auf einer kleinen Platine untergebracht *(Bild 4)* und wird in ein allseitig geschlossenes Metallgehäuse eingebaut. So werden

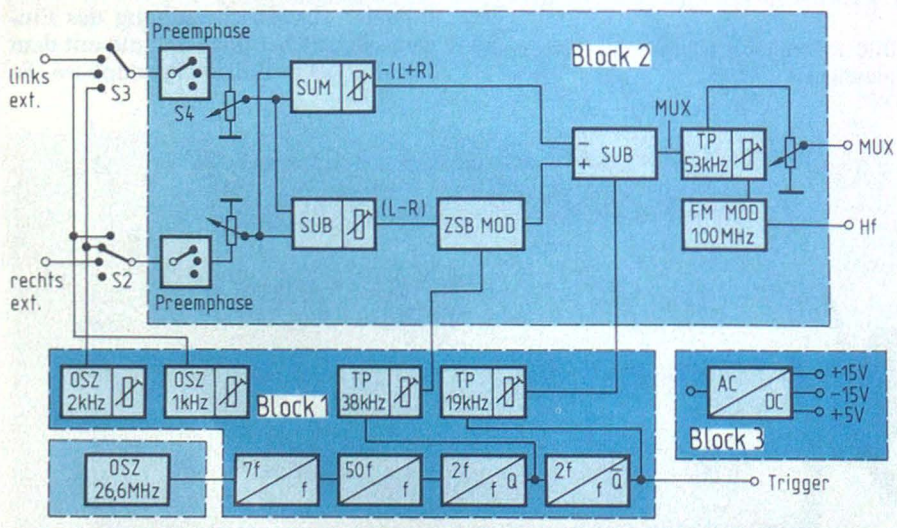


Bild 2. Blockschaltbild des Stereocoders mit allen Baugruppen; die umrandeten Funktionsblöcke sind jeweils beim fertigen Gerät auf einer Platine untergebracht

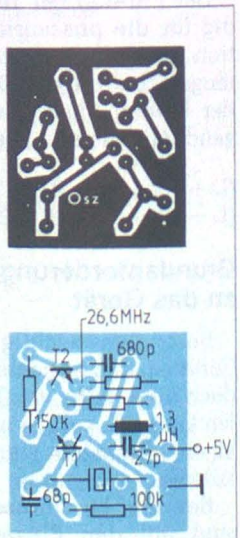


Bild 4. Platine zum Aufbau des 26,6-MHz-Oszillators (a) und Bestückungsplan (b)

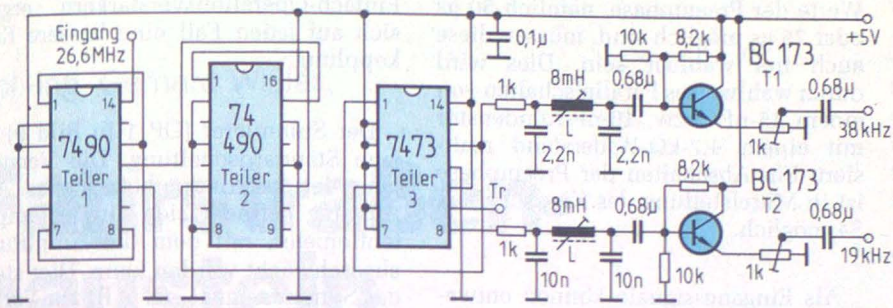


Bild 5. TTL-Teilerschaltung mit Tiefpaßfiltern für die Signalfrequenzen 38 kHz und 19 kHz

eventuelle Hf-Einstreuungen auf die anderen Schaltungsteile vermieden. Die Spannungsversorgung des Oszillators beträgt +5 V gegen Masse. Die Signalauskopplung erfolgt über einen Durchführungskondensator.

Die TTL-Teilerschaltung

Um die Teilung durch 700 bzw. durch 1400 zu erreichen, wurde die Schaltung nach *Bild 5* aufgebaut: Teiler 1 (7490) teilt durch sieben; Teiler 2 (IC 74490) teilt durch 50; Teiler 3 (IC 7473) teilt zweimal durch zwei und stellt an seinen Ausgängen die Signalspannungen in symmetrischer Impulsform zur Verfügung.

Der 19-kHz-Pilotton wird in invertierter Form entnommen, da er später in der Subtrahierschaltung (OP 3) dem invertierenden Eingang zugeführt wird.

Um eventuelle Störungen der Codierschaltung durch Oberwellen des Hilfsträgers oder des Pilottons zu vermeiden, werden diese durch Tiefpässe abgeschwächt. Für diesen Zweck eignen sich am besten Π-Filter, die in der Literatur auch als Collins-Filter bezeichnet werden. Ein zusätzlicher Vorteil dieser Filterschaltungen ist, daß durch die Abstimmbarkeit der Induktivitäten L die Signallaufzeit beeinflußt werden kann.

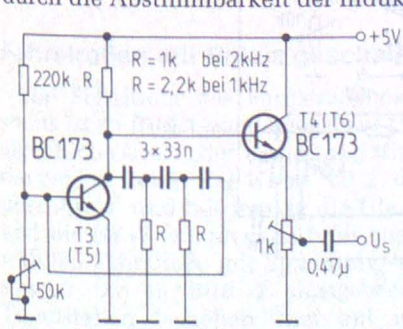


Bild 6. Schaltungen für die beiden Prüfton-Oszillatoren. Die Schaltungen für die beiden Frequenzen von 1 kHz und 2 kHz unterscheiden sich nur durch den Kollektorwiderstand an T 3 (T 5)

Die Filterspulen sollten also nicht auf maximale Ausgangsamplitude abgeglichen werden, sondern auf gemeinsamen Nulldurchgang der Signale. Dies läßt sich mit Hilfe eines Zweistrahloszillografen sehr gut bewerkstelligen.

Für die Induktivität wurden fertige Spulen mit einer Nenninduktivität von 8 mH gewählt. Diese sind im Fachhandel erhältlich. Für den 19-kHz-Tiefpaß ergeben sich die Kondensatoren dann zu 10 nF und für den 38-kHz-Tiefpaß zu 2,2 nF. Die Abschlußwiderstände sollten im Bereich von ca. 1...2 kΩ liegen.

Den Tiefpaßfiltern folgt jeweils noch eine Impedanzwandlerstufe. Mit dem Trimmpotentiometer im Emitterzweig kann der Ausgangspegel eingestellt werden. Beim Pilotton ist ein Effektivwert von 66 mV einzustellen. Der 38-

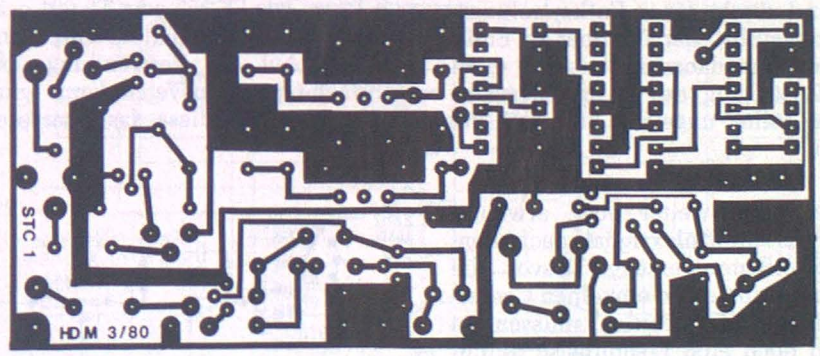


Bild 7. Platine für den Frequenzteiler mit den Tiefpässen und die beiden Prüfton-Oszillatoren

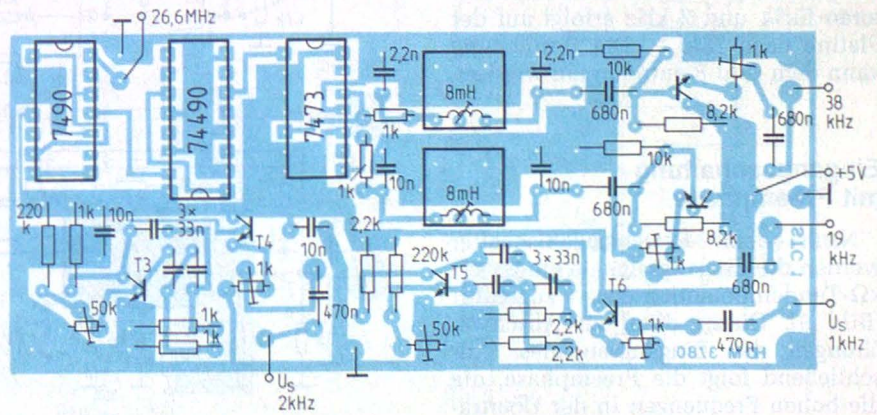


Bild 8. Bestückungsplan für die Teilerplatine. Die Angaben für die Spulen L sind dem Text zu entnehmen.

kHz-Träger sollte so eingestellt werden, daß sich eine saubere Aussteuerung des Modulators ergibt.

Prüftonoszillatoren mit RC-Phasenschieber

Als Oszillatoren zur Erzeugung der Prüftöne werden einfache RC-Oszillatoren verwendet *(Bild 6)*. Die Frequenzen werden zu ca. 1 kHz und 2 kHz gewählt.

Das Netzwerk aus den drei 1-kΩ-(bzw. 2,2-kΩ-)Widerständen und die 33-nF-Kondensatoren ergeben für die Resonanzfrequenz die notwendige Phasenverschiebung von 180°. Als Transistoren eignen sich alle gängigen NPN-Kleinsignal-Transistoren (z. B.: BC 107, BC 173...). Die Resonanzfrequenz errechnet sich aus:

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C \cdot \sqrt{6}}$$

Mit dem 50-kΩ-Trimmpotentiometer kann der Arbeitspunkt des Oszillatortransistors eingestellt werden. Die Einstellung sollte auf möglichst geringen Klirrfaktor vorgenommen werden. Am Kollektor des Oszillatortransistors wird die Ausgangsspannung abgegriffen und direkt einer Entkoppelungsstufe zugeführt. Der Trimmer am Emitter der Impedanzwandlerstufe dient zur Einstellung des Ausgangspegels. Dieser sollte ungefähr 300 mV betragen.

Wie schon weiter oben erwähnt, wird das Multiplexsignal nach dem Matrixverfahren erzeugt. Bevor die Eingangssignale den einzelnen Codierstufen zugeführt werden, müssen sie jedoch noch eine Preemphase durchlaufen.

Der Aufbau der Teilerstufen mit Tiefpaßfiltern und der Prüftonoszillatoren für 1 und 2 kHz erfolgt auf der Platine nach *Bild 7*. Die Bestückung kann dem *Bild 8* entnommen werden.

Eingangsschaltung mit Preemphase

Nach dem Eingangswahlschalter werden die Eingangssignale einem 47-kΩ-Tandempotentiometer zugeführt *(Bild 9)*. Dieses dient zu Abschwächungen des Eingangssignales. Anschließend folgt die Preemphase, die die hohen Frequenzen in der Übertragung bevorzugt. Dies bewirkt einen besseren Signal-/Rauschabstand bei FM-Übertragungen.

Da bei den Empfangsgeräten zwei Werte der Preemphase, nämlich 50 µs oder 75 µs möglich sind, müssen diese auch frei wählbar sein. Dies wird durch wahlweises Parallelschalten von einem 15-nF- bzw. 10-nF-Kondenstor mit einem 4,7-kΩ-Widerstand realisiert. Ein Abschalten der Preemphase ist in Mittelstellung des Kippschalters S4 möglich.

Als Eingangssignale können entweder die Prüfoszillatoren wahlweise angeschaltet werden oder extern an der DIN-Buchse beliebige Nf-Signale mit einer Mindestamplitude von 300 mV eingespeist werden.

Erzeugung des Summen- und Differenzsignals

Um die einzelnen Komponenten für das Signalgemisch des Multiplex-Signals zu erzeugen, wurden einfache Operationsverstärker verwendet, wie z. B. der Standard-Operationsverstärker 741. Im Musteraufbau wurden jedoch Operationsverstärker mit einer höheren Anstiegsgeschwindigkeit (Slew Rate) verwendet, da damit bessere Ergebnisse erzielt wurden. Es eignen sich Typen wie LF 355 oder TL 081 o. ä. Diese sind pinkompatibel mit dem OP 741. Auf die Verwendung von Mehrfach-Operationsverstärkern wurde verzichtet, da diese das Übersprechen negativ beeinflussen würden. Mit Einfach-Operationsverstärkern ergibt sich auf jeden Fall eine bessere Entkopplung.

Der Summierer (OP 1 in Bild 9) ist eine Standardschaltung. Die Verstärkung der Anordnung beträgt eins. Am Ausgang befindet sich ein Trimmpotentiometer, mit dem die Amplitude abgeschwächt werden kann. Hier steht das Summensignal –(L + R) zur Verfügung. Das Minuszeichen bedeutet, daß das Signal in invertierter Form ansteht.

Im Differenzsignal sind die Seiteninformationen des Stereosignals enthalten. Zur Erzeugung dient eine einfache Subtrahierschaltung (OP 2) ohne Verstärkung. Das 5-kΩ-Trimmpotentiometer im Rückkopplungszweig dient dazu, eventuelle Nichtlinearitäten in den Eingangsstufen des Operationsverstärkers auszugleichen.

Man stellt es am besten beim Anliegen eines Gleichtaktsignales auf minimale Ausgangsspannung ein. Das kann ganz einfach mit dem Eingangswahlschalter erfolgen, indem man auf beide Eingänge die gleiche Frequenz schaltet. Nach eventueller Pegelabschwächung wird das Ausgangssignal des Subtrahierers dann einem Zweiseitenband-Amplitdenmodulator zugeführt!

(Schluß folgt)

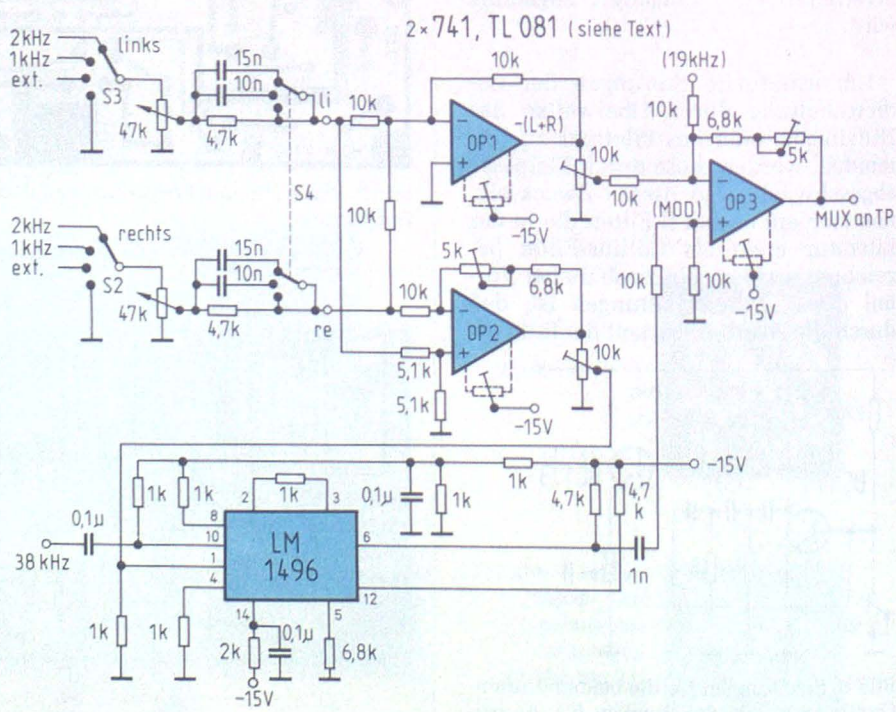


Bild 9. Eingangsschaltung mit umschaltbarer Preemphase und Matrix zur Erzeugung des Summen- und Differenzsignals. Am Ausgang von OP3 steht das Multioplexsignal zur Verfügung

Dipl.-Ing. Gerhard Wißler

Fahrstraßen-baustein für Modellbahnen

Vielfach scheuen Modelleisenbahner den Einsatz doppelter Kreuzweichen (DKW) in Fahrstraßenschaltungen, da sie im allgemeinen aufgrund der elektrischen Eigenschaften keinen Flankenschutz gegen „feindliche" Fahrstraßen gewähren. Zwar ist das große Vorbild bestrebt, DKWs im Bahnhofsvorfeld in Einzelweichen aufzulösen, aber welcher Modelleisenbahner hat schon genügend Platz, sich das auch auf seiner Anlage leisten zu können, zumal sich durch den Einsatz von DKWs das Weichenvorfeld stark verkürzen läßt.

Mit dem im folgenden beschriebenen Fahrstraßenbaustein läßt sich eine DKW elektrisch in zwei Weichen auflösen und gestattet so eine Fahrstraßensicherung durch Flankenschutz. Zusätlich zur eigentlichen Fahrstraßenschaltung verfügt der Baustein über Ausgänge für Rückmeldung und Signalbeeinflussung.

Ursprünglich war ein vollelektronischer Aufbau des Bausteins vorgesehen. Damit kann man zwar auf die elektromechanischen Bauteile (Relais) verzichten, muß sich aber auf ein System, z. B. Gleichstrom, festlegen. Im Interesse einer universellen Einsatzmöglichkeit – auch im Hinblick auf die im vorigen Jahr vorgestellten Mehrzugsteuerungen – entschied sich der Autor für das vorliegende Konzept mit Relais und alternativer Ansteuerung durch mechanische Tasten bzw. Kippschalter.

Fahrstraßen mit Relais geschaltet

Die Schaltung des Fahrstraßenbausteins ist in *Bild 1* wiedergegeben. Das eigentliche Herz der Schaltung sind die beiden Relais Rel 1 und Rel 2, die über ihre a- und b-Kontakte die Gleise und die DKW entsprechend der angewählten Fahrstraße mit Spannung versorgen. Die in Bild 1 angegebenen Trennstellen beziehen sich auf ein Zweileiter-System. Bei Märklinanlagen mit Dreileiter-System braucht man natürlich nur den Mittelleiter zu trennen und schaltet diesen über die a-Kontakte.

Die c- und d-Kontakte der Relais werden für die Ansteuerung des DKW-Antriebs, der für die Rückmeldung vorgesehenen LEDs sowie die Schaltung von Signalen verwendet. Für die entsprechende Decodierung sind die Dioden D 6...D 13 zuständig. Anstatt der LEDs können für die Rückmeldung natürlich auch 12-V-Glühlampen verwendet werden. Dann sind allerdings die Vorwiderstände (R1...R4) auf der Leiterplatte durch Kurzschlußbügel (Drahtbrücken) zu ersetzen.

Wie bereits erwähnt, können die Relais alternativ mit Kippschaltern (S1, S2), Tasten (TA...TD, 1 × Ein) oder auch elektronisch mit einer Rechnerschnittstelle betätigt werden. Die einfachste und zugleich preiswerteste Lösung ist die Kippschalterversion. Hierbei kann auf die teilelektronische Ansteuerung mit IC 1, den Transistoren T 1 und T 2 sowie den dazugehörigen Widerständen und Kondensatoren verzichtet werden. Ebenfalls kann dann auch die Rückmeldung entfallen, da

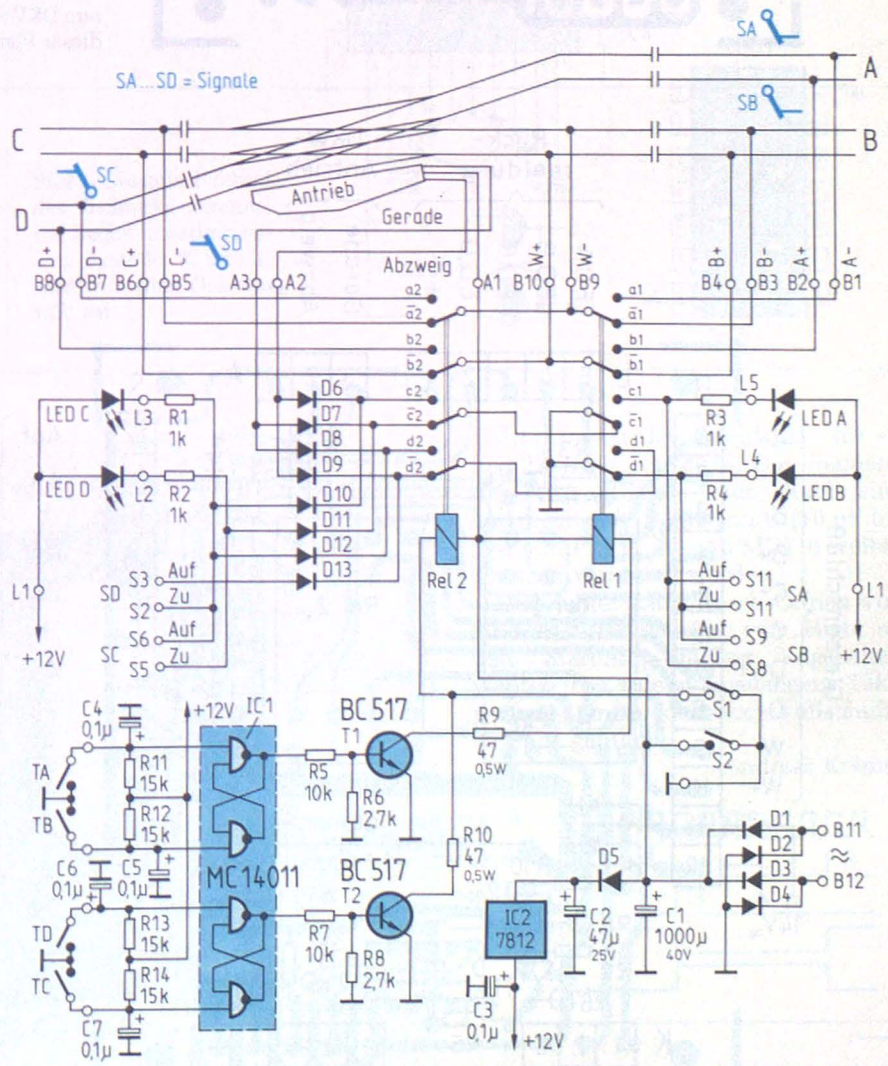


Bild 1. Schaltung zur Fahrstraßen-Ansteuerung einer Doppelkreuzweiche (DKW) für Modelleisenbahnen

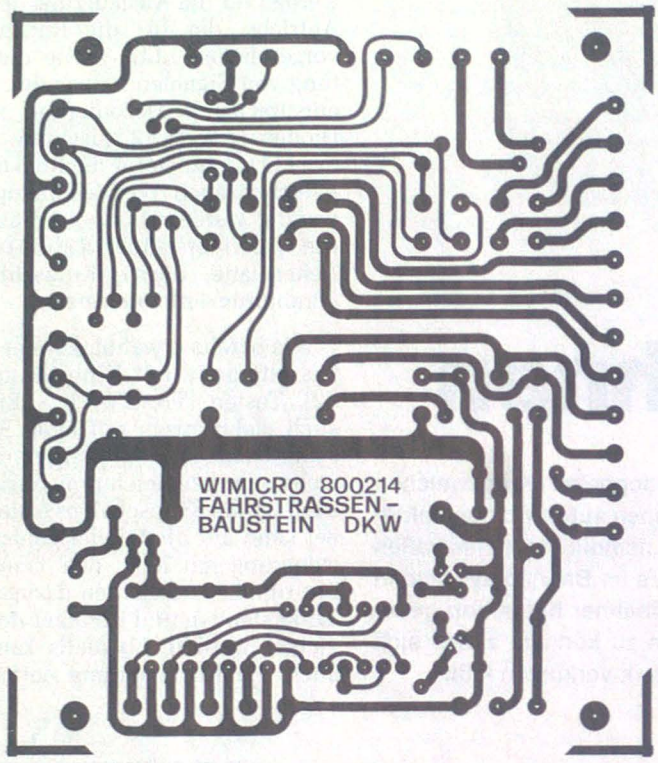


Bild 2. Werden in einer Modellbahn-Anlage mehrere DKWs verwendet, lohnt sich der Aufbau auf dieser Platine

Tabelle der verwendeten Bauteile

REL 1, REL 2	Erni Rel 37 BO – 5,5 12 V =
IC1	MC 14011, CD 4011, SCL 4011
IC2	Spannungsstabilisator 7812
T1, T2	Darlington BC 517
D1...D13	1 N 4001...1 N 4007
C1	Elko 1000 µF/25 V
C2	Elko 47 µF/25 V stehend
C3...C7	Tantal 0,1 µF
R1...R4	1 kΩ, 1/4 W
R5, R7	10 kΩ, 1/4 W
R6, R8	2 kΩ, 7 1/4 W
R9, R10	47 Ω, 1/2 W
R11...R14	15 kΩ, 1/4 W
2 Klemmleisten	RIA, 3pol.
2 Klemmleisten	RIA, 5pol.
2 Klemmleisten	RIA, 12pol.

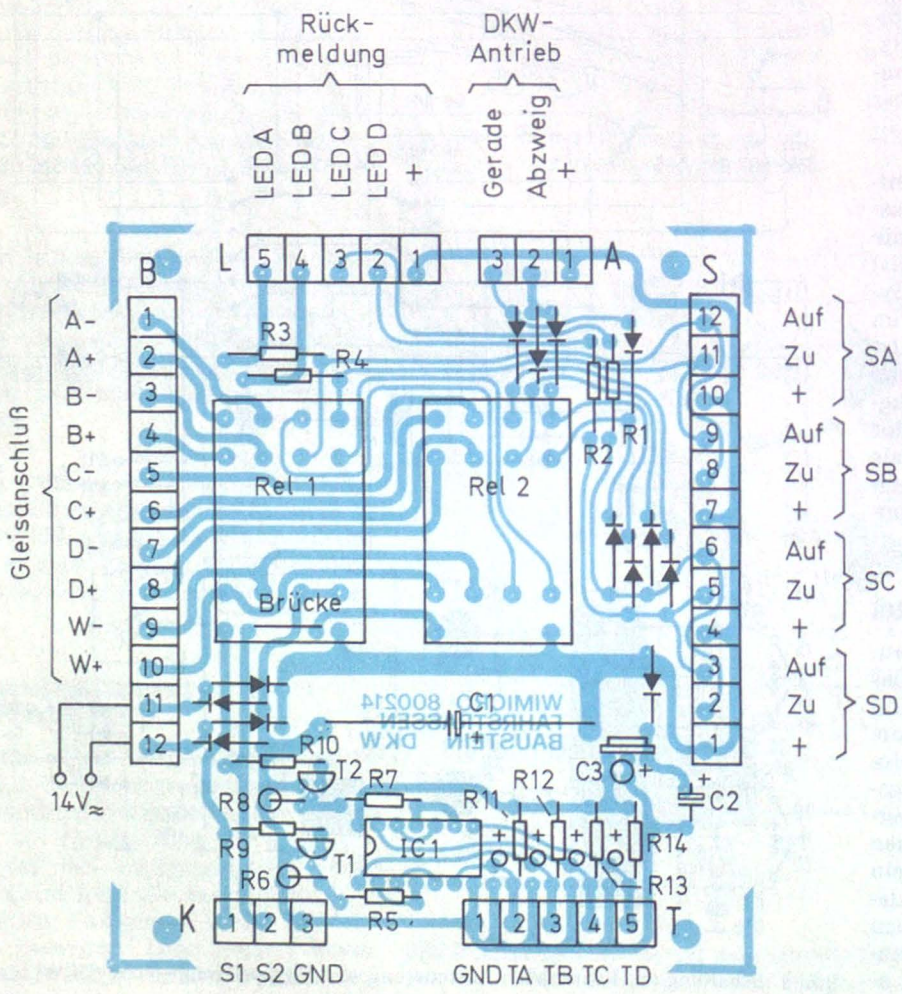


Bild 3. Bestückungs- und Anschlußplan der Platine zur Steuerung einer Doppelkreuzweiche

die Stellung der Kippschalterhebel gleichzeitig die Schaltung der DKW anzeigt.

Für den Aufbau von Gleisbildstellpulten hat sich die in Bild 1 wiedergegebene Version mit Tastern, Rückmelde-LEDs und teilelektronischer Bestückung als optimal erwiesen. Soll die Ansteuerung mit Mikroprozessor erfolgen, die derzeitig wenigen Spezialisten vorbehalten ist, ist die Eingangsschaltung etwas zu modifizieren. Anstatt der LEDs verwendet man dann für die Rückmeldung zweckmäßig Optokoppler.

Schaltungsaufbau auf Platine

Wenn man beim Aufbau einer Modelleisenbahnanlage mehrere DKWs einsetzt und der Fahrstraßenbaustein dann auch mehrfach benötigt wird, empfiehlt sich der Aufbau auf einer gedruckten Leiterplatte. Zur Vereinfachung des Nachbaus ist in *Bild 2* ein erprobter Leiterplattenvorschlag angegeben. *Bild 3* zeigt den Bestückungs- und Anschlußplan.

Beim Bestücken der Leiterplatte ist darauf zu achten, daß als erstes unter Rel 1 die Drahtbrücke eingesetzt wird. Eine Stückliste der benötigten Bauelemente ist in der *Tabelle* angegeben. Die verwendeten Bauelemente sind zwar handelsüblich, sollten aber dennoch Beschaffungsprobleme auftreten, gibt die Redaktion gern Bezugsquellen an. Die äußere Beschaltung wird gemäß Bild 1 ausgeführt. Ein Foto des Bausteins ist schließlich in *Bild 4* wiedergegeben.

Rechteckgenerator mit einstellbarem Tastgrad

Der Tastgrad ist definiert als Quotient von Impulsdauer zu Pulsperiodendauer. Dieser Rechteckgenerator in *Bild 1* bietet den Vorteil, daß der Tastgrad in Stufen von 10 % verändert werden kann, ohne daß eine Frequenzänderung eintritt. Außerdem verfügt er über einen Start/Stop-Eingang und liefert nur unverstümmelte Impulse.

Die Gatter N1 und N2 (½ 4001) bilden einen CMOS-Taktoszillator. Sein Takt wird auf den Eingang des Dezimalzählers 4017 gegeben. Die Ausgänge 0...9 werden also nacheinander auf „H" geschaltet. Das nachfolgende RS-Flipflop (½ 4001) wird von Ausgang 0 gesetzt und von einem der übrigen Ausgänge 1 bis 9 – abhängig von der Stellung des Stufenschalters S1 – wieder zurückgesetzt.

Am Ausgang Q liegt also eine Rechteckspannung mit einem Zehntel der Frequenz des Taktoszillators. Der kleinste mit dem Stufenschalter S1 einstellbare Tastgrad beträgt 10 %, der größte 90 %.

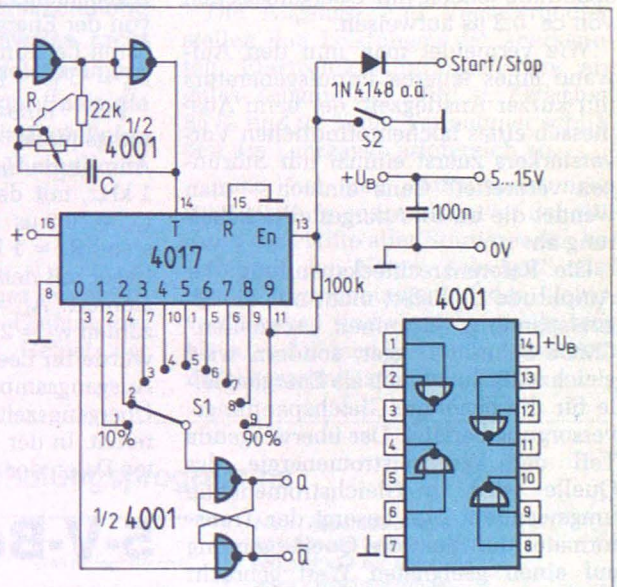


Bild 1. Gesamtschaltbild des Rechteckgenerators. Die frequenzbestimmenden Bauteile R und C sind in weiten Grenzen wählbar

Bild 2 zeigt den Impulsplan für einen Tastgrad von 40 %. Die Frequenz des Taktoszillators kann durch eine entsprechende Wahl von C (10 pF bis 5 µF) und R (11 kΩ...10 MΩ) in weiten Grenzen verändert werden.

Der Zähler kann durch Öffnen von S2 oder durch Anlegen von „High" an den Start/Stop-Eingang angehalten werden. Die zuletzt angefangene Taktperiode wird jedoch noch vollständig zu Ende geführt.

Andreas Krämer

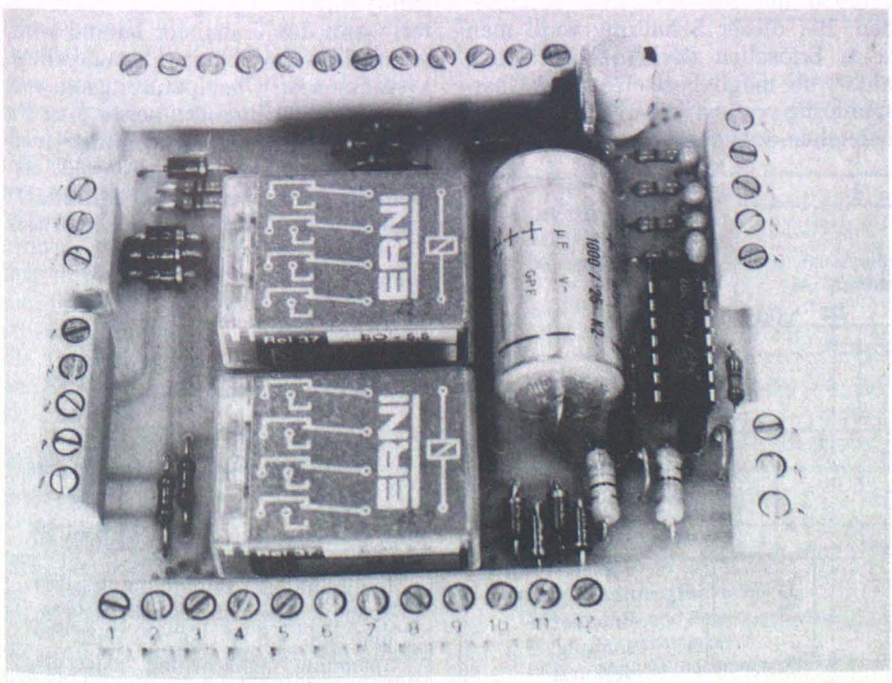


Bild 4. Fertig aufgebauter Baustein zur Fahrstraßen-Ansteuerung

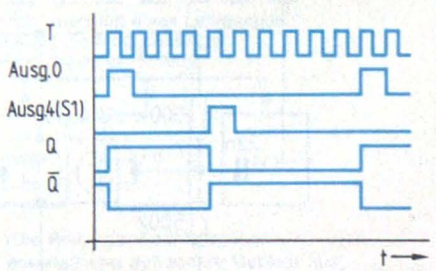


Bild 2. Impulsplan für einen Tastgrad von 40 %, der Stufenschalter S1 steht in Stellung 4

Verkürzung der Flanken einer Rechteck-Spannung

Die Sprungantwort ist ein bequemes Maß für die Beurteilung des Einschwingverhaltens von Verstärkern. Eine entsprechende Messung läßt sich mit einem Oszilloskop durchführen, wobei als Sprunggenerator die eingebaute kalibrierte Referenzrechteckspannung mit der üblichen Frequenz f = 1 kHz zu verwenden ist. Ein Nachteil hochwertiger Oszilloskope (z. B. Tektronix, Serie 7700) ist leider, daß ihr zeitliches Auflösungsvermögen zwar bei 2,5 ns liegt, ihre Kalibrierspannung jedoch nur Übergangszeiten von ca. 0,2 µs aufweisen.

Wie vermeidet man nun den Aufwand eines teueren Impulsgenerators mit kurzer Anstiegzeit, der beim Ausmessen eines hochempfindlichen Vorverstärkers zuerst einmal nur Störungen verbreitet? Ganz einfach – man wendet die im *Bild* dargestellte Schaltung an:

Die Referenzrechteckspannung der Amplitude $\hat{U}_E$ liefert nicht nur die Signalspannung für einen „schnellen" CMOS-Schmitt-Trigger, sondern wird gleichzeitig auch noch als Energiequelle für die benötigte Gleichspannungsversorgung benutzt. Der überwiegende Teil der Wechselstromenergie der Quelle wird in Gleichstromenergie umgewandelt. Dies besorgt der Transformator, mit dem die Quellspannung auf einen geeigneten Wert gebracht wird, und der anschließende Brükkengleichrichter mit Glättungskondensator. Durch die praktisch verlustlose Ansteuerung des Schmitt-Triggers mit der Referenzfrequenz wird die Gleichstromenergie wieder zerhackt, wobei der Schmitt-Trigger auf Grund seiner bekannten Eigenschaften für die Impulsflanken maßgebend ist.

Die gleichgerichtete Spannung und damit auch die Amplitude der Ausgangsspannung $\hat{U}_A$ hängen vom (optimalen) Leistungstransfer zwischen Energiequelle und Verbraucher ab. Als Verbraucher treten dabei die Nutzlast R_A und die Verlustleistung auf, die durch das Bereitstellen der Speisespannung für die CMOS-Schaltung verlorengeht. Ein Maß für den Leistungstransfer ist der Übertragungswirkungsgrad η, gegeben durch den Quotienten aus der vom Schmitt-Tgger abgegebenen Leistung $P_A = \hat{U}^2_A/R_A$ zu der von der Energiequelle maximal abgebbaren Leistung

$P_m = \hat{U}^2_E/4 \cdot R_E$.

Für eine Rechteckreferenzspannungsquelle (Tektronix 7704 A) der Amplitude $\hat{U}_E$ = 2 V, der Frequenz f = 1 kHz, mit den Übergangszeiten $t_{an} = t_{ab}$ = 0,3 µs und einem Quellwiderstand R_E = 1 kΩ wurde ein Ferritübertrager mit den folgenden Daten dimensioniert: A_L = 0,5 µH/w², Windungszahlen w_1 = 250 und w_2 = 1000. Damit wurde im Leerlauf (R_A = 10 MΩ) eine Ausgangsamplitude $\hat{U}_A$ = 3,0 V mit Übergangszeiten $t_{an} = t_{ab}$ = 13 ns erreicht. In der *Tabelle* sind die erreichten Daten der realisierten Schaltung als Funktion des Lastwiderstandes R_A angegeben. Die von der Referenzspannungsquelle maximal abgebbare Leistung beträgt P_m = 1 mW.

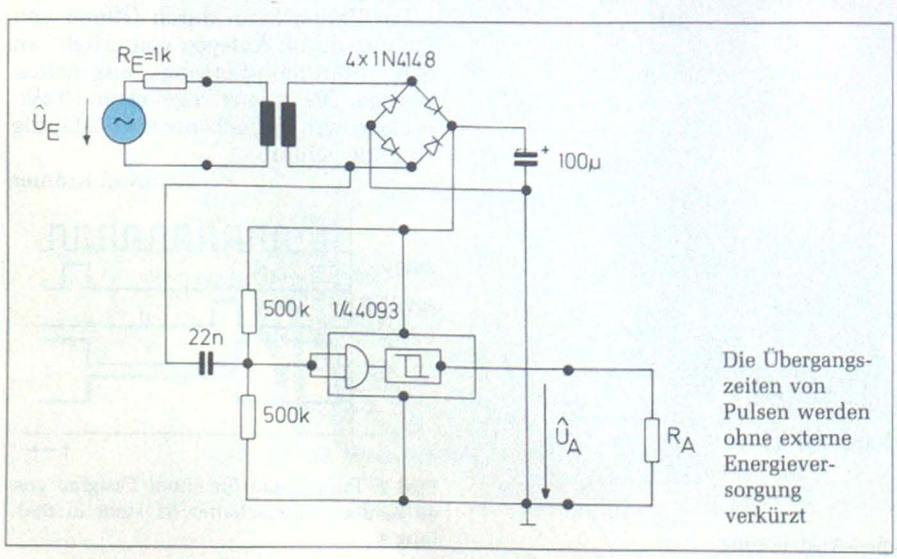
Tabelle der erreichbaren Daten für unterschiedliche Lastwiderstände

R_A/Ω	10 M	100 k	30,1 k	10 k	3,32 k
$\hat{U}_A$/V	3,0	3,0	2,8	2,45	1,45
$t_{an} = t_{ab}$/ns	13	13	14	16	26
P_A/µW	–	90	260	660	633
η	–	0,09	0,26	0,6	0,63

Mit der Zunahme der übertragenen Leistung P_A nimmt der Wirkungsgrad der Schaltung auf den beachtlichen Wert von 63 % zu. Dabei muß eine Abnahme der Ausgangsspannung und insbesondere eine Zunahme der Übergangszeiten in Kauf genommen werden.

Die vorgestellte Schaltung ist sehr vielseitig: Sie läßt sich nicht nur für den oben geschilderten Zweck, sondern auch noch z. B. als „aktiver Impulsübertrager" verwenden, bei dem das Übersetzungs-Verhältnis bequem durch Laständerung eingestellt werden kann, oder auch zur Regeneration von verschliffenen Pulsen.

Dr.-Ing. P. Gutmann

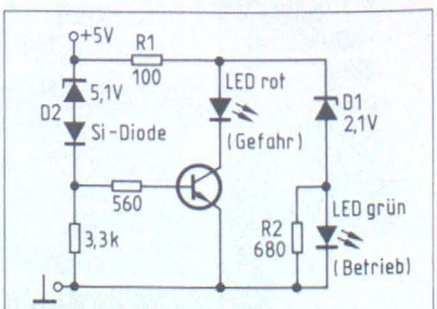


Die Übergangszeiten von Pulsen werden ohne externe Energieversorgung verkürzt

5-V-Betriebsanzeige

Eine Spannungsüberwachung z. B. von Mikroprozessorsystemen, die mit 5 V betrieben werden, wurde in Heft 21/1980 der FUNKSCHAU beschrieben. Bei dieser Schaltung weiß man beim Erlöschen der Anzeige jedoch nicht, ob möglicherweise eine Überspannung vorliegt, die eventuell zu erheblichen Schäden führen kann.

Sehr einfach läßt sich die Anzeige der Überspannung realisieren, wenn in die Kollektorleitung des Transistors (*Bild*) eine LED gelegt wird. Sie leuchtet, wenn der Transistor leitend wird, wenn also eine Überspannung vorliegt. Wenn man für Überspannung eine rote LED (Gefahr!) benutzt, sollte man für die „richtige" Betriebsspannung innerhalb der Grenzen eine grüne LED verwenden, die Spannung der Z-Diode D1 muß dann 2,1 V betragen. Jan Hájek



Die grüne LED zeigt den zulässigen Spannungsbereich zum Betrieb an, hier von 4,5 V...5,5 V. Wird die Spannung überschritten, zeigt die rote LED „Gefahr" an

James M. Bryant, Hans Laurer

SSB-Transceiver-Baustein

mit der neuen IC-Serie SL1600

Der hier beschriebene Baustein ist ein verbesserter Nachfolger des Transceiverkonzepts mit der IC-Serie SL600 von Plessey. Die Schaltung wird auf einer Platine mit den Maßen 10 cm × 7,6 cm aufgebaut. Sie kann für den Frequenzbereich von 10 kHz bis 500 MHz eingesetzt werden. Zusätzlich sind nur noch erforderlich: Oszillator, Preselektor, Hf-Leistungsverstärker, Stromversorgung sowie Mikrofon und Lautsprecher.

Die wesentlichen Verbesserungen gegenüber der ersten Version sind eine verbesserte Empfindlichkeit (0,2 µV gegenüber 0,5 µV), höhere Nf-Ausgangsleistung (800 mW gegenüber 100 mW), Nf-Tiefpaß mit 24 dB/Okt. oberhalb 3,5 kHz, Spannungsregler auf der Platine, bessere Filteranpassung und höhere Hf-Ausgangsleistung. Weitere Verbesserungen sind, daß Trimmkondensatoren für die Seitenbandoszillatoren vorhanden sind und eine bessere Abtrennung zwischen der Zf- und den Nf-Stufen. *Bild 1* zeigt die fertig bestückte Platine.

Die Schaltung *(Bild 2)* kann in sechs Gruppen unterteilt werden: Mischer, bidirektionaler Verstärker, Seitenbandfilter, Empfänger, Sender und Seitenbandoszillatoren. Ebenfalls vorhanden sind zwei IC-Spannungsregler.

Mischer mit Hot-Carrier-Dioden

Der Mischer (IE 500 A oder MD-108, Hot-Carrier-Dioden-Mischer) hat drei Ein- bzw. Ausgänge, jeder mit 50 Ω Impedanz, eine obere Grenzfrequenz von 500 MHz und eine untere Grenzfrequenz an zwei Ein- bzw. Ausgängen von 5 MHz bzw. Gleichspannung. Bei diesem Transceiver wird der DC-Ein- bzw. Ausgang als Hf-Ein- bzw. -Ausgang verwendet, um Frequenzen unter 5 MHz zu ermöglichen.

Der Mischer hat einen Interceptpunkt von +15 dBm und eine Einfügungsdämpfung von 7 dB. Er benötigt eine Oszillatorleistung von ca. 7 dBm (≙ 500 mV). Nachdem der IE500A (MD-108) ein passives Bauteil ist und somit in beiden Richtungen arbeiten kann, ist keine Umschaltung zwischen Sendung und Empfang nötig. Es ist jedoch wichtig, daß er von 50-Ω-Quellen betrieben wird und 50-Ω-Lasten treibt, weil sich sonst die Dämpfung und die Intermodulationseigenschaften verschlechtern. Auf der Platine wird diese 50-Ω-Anpassung durch einen bidirektionalen Verstärker durchgeführt.

Anpassung durch bidirektionalen Verstärker

Er besteht aus dem Feldeffekttransistor T1, vier Schaltdioden (D2...D5, mit geringer Kapazität, z. B. BA182), zwei Übertragern Tr1, Tr2, zwei Kondensatoren C1, C2 und fünf Widerständen (R1...R4, R20).

Die Übertrager arbeiten zusammen mit den Widerständen R3 und R4 als Impedanzanpassung und stellen sicher, daß Mischer und Quarzfilter richtig abgeschlossen sind. Die Dioden D2...D5 kehren die Richtung der Verstärkung um, je nachdem ob der Transceiver als Sender oder Empfänger arbeitet.

Bei Stellung Empfang ist die Versorgungsleitung des Empfängers mit +12 V und die des Senders mit Masse verbunden. Die Dioden D2 und D5 leiten, die Dioden D3 und D4 sperren. Das Signal wird dann von Tr2 über Diode D2 und C1 dem Gate des Feldeffekttransistors zugeführt, dessen Ausgang über D5 nach D2 geführt wird. Wenn die Spannungsversorgung im Sendebetrieb umgekehrt wird, arbeitet der Verstärker in gleicher Weise, jedoch sind nun die Dioden D3 und D4 leitend, und das Signal von Tr2 wird verstärkt und zu Tr1 geführt.

Der FET 1 muß eine hohe Verstärkung und ebenfalls gute Intermodulationseigenschaften haben. Zu einem gewissen Grad verschlechtert sich das Intermodulationsverhalten in gleicher Weise, in dem sich die Verstärkung erhöht, jedoch kann dies dadurch kompensiert werden, daß man einen Transistor mit höherem Strom verwendet. Bei dem hier ausgewählten FET handelt es sich um den Typ J310 (Siliconix), ein VHF-FET in einem TO-92-Plastikgehäuse, der einen Ruhestrom von 20...60 mA bei 0 V Gatespannung hat.

Beim Originalaufbau der Autoren wurde ein Signalübertrager zwischen Mischer und Filter verwendet. Der hier verwendete Verstärker bewirkt, daß das Filter als auch der Mischer besser angepaßt sind. Daraus ergeben sich ein

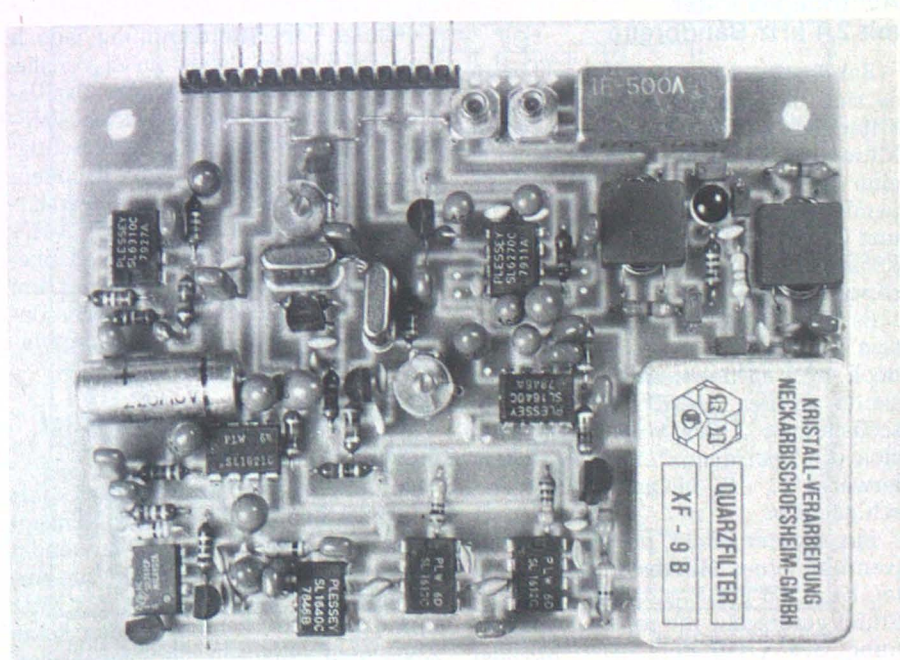


Bild 1. Fertig bestückte Baugruppe zum Aufbau eines Transceivers (Foto: Leutmayr)

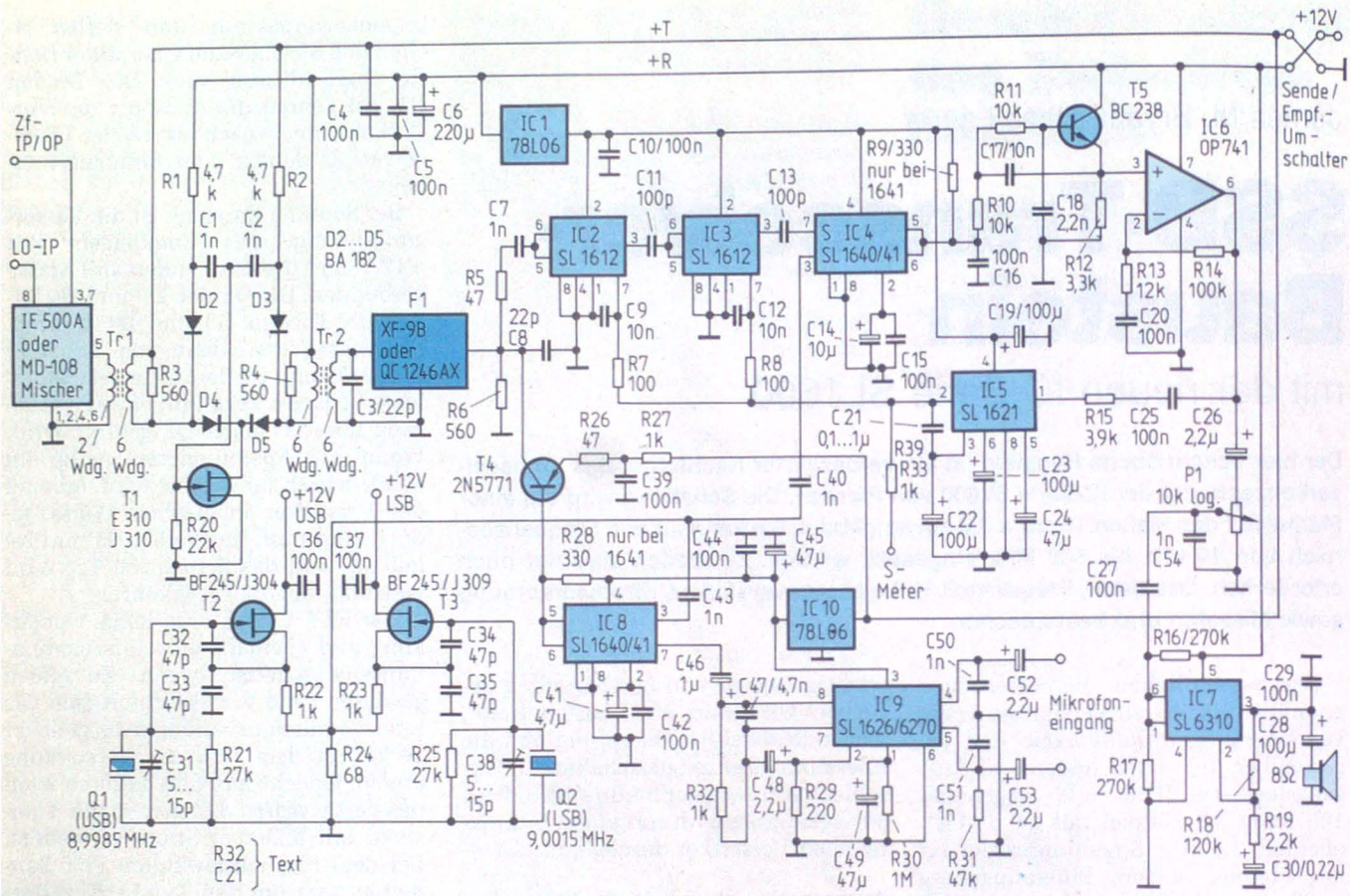


Bild 2. Gesamtschaltung des SSB-Transceiver-Bausteins. Als Ergänzung für ein vollständiges Funkgerät sind nur noch wenige Bausteine erforderlich. Zu den markierten Bauteilen sind im Text nähere Erläuterungen gegeben

besseres Intermodulations-Verhalten und eine bessere Welligkeit im Durchgangsbereich. Durch die zusätzliche Verstärkung werden die Verluste im Mischer ausgeglichen, und die Verstärkung im Sendebetrieb erlaubt eine höhere Hf-Ansteuerung der Endstufe.

Achtpoliges Filter mit 2,4 kHz Bandbreite

Bei dem verwendeten Filter handelt es sich um das XF-9B, ein Achtpol-Filter mit 2,4 kHz Bandbreite und einer Mittenfrequenz von 9 MHz. Es benötigt eine Abschlußimpedanz von 500 Ω, parallel zu 25 pF, die durch Tr2, R4 und C3 auf der Seite des Mischers und R6 und C8 auf der anderen Seite bestimmt wird.

Es können auch andere Filter in diesem Transceiver verwendet werden, jedoch müssen hierzu einige Punkte beachtet werden. Wird ein vier- oder sechspoliges Filter verwendet, kann sich die Sperrdämpfung (von normalerweise 90 dB) bis auf 50 dB verschlechtern.

Ein anderer Effekt, der bei der Verwendung eines billigen Filters auftreten kann, ist ein Zustopfeffekt der Zf-Stufe, verursacht durch die Restspannung des Oszillators. Der Mischer IE500A hat eine Dämpfung zwischen Oszillatoreingang und ZF-Ausgang von etwa 40 dB, was bedeutet, daß am Ausgang noch etwa 5 mV Signal vorhanden sind und – verstärkt durch T1 – etwa 25 mV am Eingang des Filters. Beträgt die Filterdämpfung 90 dB, wird dieses Restsignal auf weniger als 0,8 µV reduziert, was keine Störungen mehr verursacht.

Beträgt die Filterdämpfung jedoch nur 50 dB, dann stehen am Zf-Verstärker 80 µV Restspannung des Oszillators an. Wird der Transceiver auf VHF-Frequenzen verwendet, beeinträchtigt dies die Eigenschaften nicht, nachdem die Schaltkreise SL1612 im Zf-Verstärker keine Verstärkung mehr bei VHF-Frequenzen haben. Im Kurzwellenbereich jedoch reichen die 80 µV aus, um den Zf-Verstärker zuzustopfen, besonders wenn keine AGC-Spannung vorhanden ist.

Änderungen bei anderem Filter und anderer Zf

Andere Zwischenfrequenzen als 9 MHz können bei diesem Konzept selbstverständlich auch verwendet werden. Der Aufbau arbeitet ohne Änderung bei Frequenzen von 5,3 MHz und 10,7 MHz, jedoch können keine Zwischenfrequenzen verwendet werden, die größer als 15 MHz oder kleiner als 5 MHz sind. Oberhalb 15 MHz nimmt die Verstärkung des Zf-Verstärkers ab, und unterhalb 5 MHz hat der Mischer IE500A eine höhere Dämpfung. Es gibt keine Möglichkeit, die obere Grenzfrequenz zu ändern, jedoch bieten sich für die Änderung der unteren Grenzfrequenz zwei Methoden an:

Eine Möglichkeit ist die Verwendung des DC-Eingangs des IE500A als Zf-Eingang. Daraus folgt, daß jede Zwischenfrequenz bis hinunter zu 100 kHz verwendet werden kann, jedoch ist dadurch die untere Grenze der Eingangs- oder Oszillatorfrequenz auf 5 MHz begrenzt, was sich in verschiedenen Anwendungen als Nachteil erweisen kann. Ebenso ist es notwendig, die gedruckte Schaltung zu ändern.

Die zweite Möglichkeit ist, den IE500A durch einen SRA3 zu ersetzen. Dies ist eine Version des IE500A für niedere Frequenzen, der zwar teurer ist, aber einen Frequenzbereich von 25 kHz bis 200 MHz hat. Selbstverständlich ist es dann möglich, mit Zwischenfrequenzen bis hinunter zu 25 kHz zu arbeiten, jedoch sind die Hf-Eingangsfrequenzen ab 200 MHz begrenzt. Dies dürfte jedoch kein Problem darstellen, nachdem bei Zwischenfrequenzen kleiner als 5 MHz kaum in einem Sende- oder Empfangs-

bereich oberhalb 200 MHz gearbeitet werden wird.

Sollen die Eigenschaften des Senders nicht verschlechtert werden, so darf die Bandbreite des Filters nicht größer als 2,7 kHz werden, und der Formfaktor sollte so gut wie möglich sein.

Wird das Filter geändert, kann es sich als notwendig herausstellen, die Widerstände R4 und R6 sowie die Kondensatoren C3 und C8 ebenfalls zu ändern, um es mit der richtigen Impedanz abzuschließen. Der Widerstand sollte etwa 10% höher als der Wert sein, der aus der Filterspezifikation hervorgeht, die Kondensatoren sollten etwa 3 pF kleiner gewählt werden.

Es muß auch darauf hingewiesen werden, daß die Schaltung für Filter mit einer Impedanz >1 kΩ nicht geeignet ist. Wird der Widerstand R6 erhöht, so muß R27 im gleichen Verhältnis erhöht werden, um die Gleichspannungspegel am Treibertransistor T4 des Senders beizubehalten.

68 dB Verstärkung in der Zf-Stufe

Der Empfänger besteht aus zwei Zf-Stufen, einem Produktdetektor, Tiefpaßfilter, Nf-Verstärker, einem Regelspannungssystem, abgeleitet von der Nf, und einem Nf-Ausgangsverstärker.

Im Zf-Verstärker kommen zwei SL1612 zur Anwendung, jeder hat eine Spannungsverstärkung von 34 dB und einen Regelbereich von 70 dB. Daraus folgt eine Gesamtverstärkung des Zf-Verstärkers von 68 dB und ein Regelbereich von 140 dB.

Bei jedem SL1612 ist die Spannungsversorgung intern entkoppelt, jedoch sind die Versorgungsleitungen durch C10, einem Keramikkondensator mit 0,1 µF, nochmals abgeblockt. Die Koppelkondensatoren der einzelnen Stufen sind kleingehalten, um mögliche Beeinflussungen der Regelschaltung und des Detektors zu verhindern.

Für den Detektor IC4 kann entweder ein SL1640 oder ein SL1641 als Produktdetektor verwendet werden, die sich nur in ihrer Ausgangsschaltung unterscheiden – der SL1640 hat einen internen Lastwiderstand am Ausgang Pin 5 und Emitterfolgerausgang am Pin 6. Der SL1641 hat einen offenen Kollektorausgang am Pin 5 und keine Verbindung zu Pin 6. Wird ein SL1641 verwendet, so muß ein externer Lastwiderstand von 330 Ω (R9) eingebaut werden.

Tiefpaßfilter mindert Rauschen

Das Ausgangssignal des Detektors enthält die Summe und die Differenz der beiden Eingangssignale. Das Signal vom Zf-Verstärker besteht hauptsächlich aus dem 9-MHz-Signal, jedoch ist ein geringer Anteil von breitbandigem Rauschen im Bereich von 100 kHz bis 20 MHz enthalten. Das Signal vom Seitenbandoszillator besteht aus einer einzelnen Frequenz von 8,9985 MHz oder 9,0015 MHz, abhängig vom verwendeten Seitenband. Auch hier ist etwas Rauschen vorhanden, jedoch ist es niedrig genug, um unbeachtet zu bleiben.

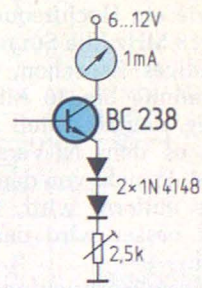


Bild 3. Einfache Schaltung für ein S-Meter

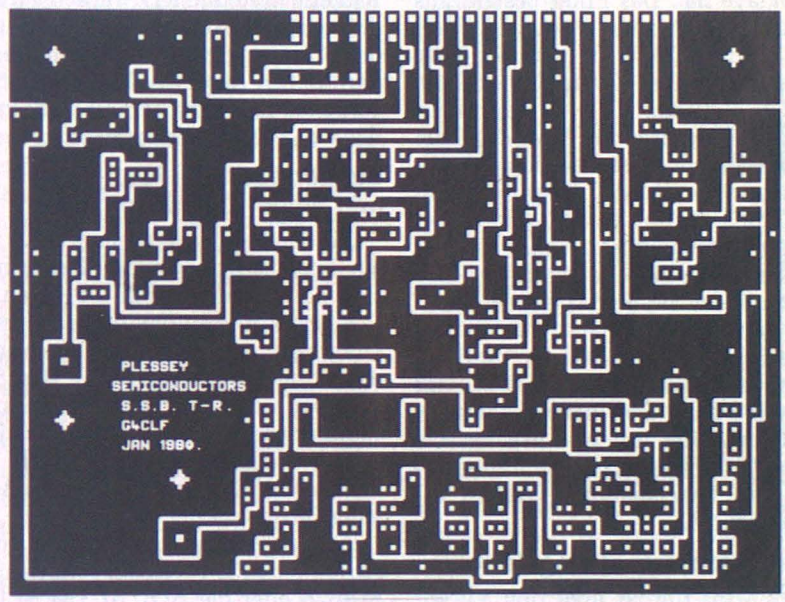


Bild 4. Platinen-Layout zum Aufbau der Schaltung

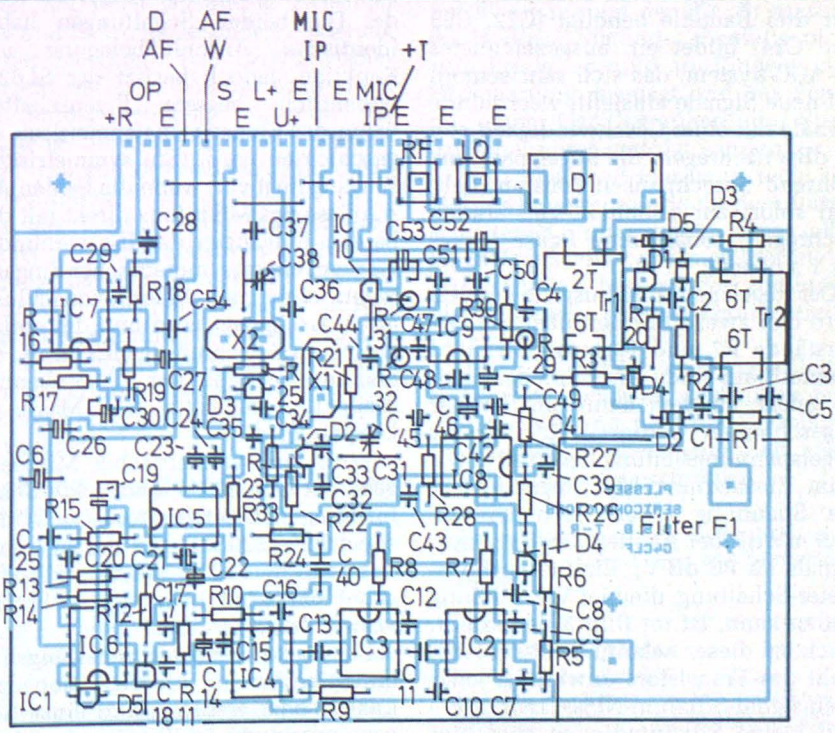


Bild 5. Bestückungsplan für den SSB-Baustein. Beim Aufbau sind die im Text gegebenen Anhaltspunkte zu beachten

Am Ausgang stehen somit ein Nf-Signal (die Differenz) als Nutzsignal an sowie ein Hochfrequenzsignal von etwa 18 MHz (die Summe) und ein breitbandiges Rauschen, das von Gleichspannung bis 30 MHz reicht. Es ist nötig, den Hf-Anteil zu entfernen, bevor es dem Nf-Verstärker zugeführt wird. Je mehr von dem Rauschen ebenfalls entfernt wird, um so günstiger und besser wird das Nf-Ausgangssignal.

Diese Beschneidung wird durch ein Tiefpaßfilter durchgeführt, das oberhalb 3,5 kHz einen Abfall von 18 dB pro Oktave hat. Das Filter besteht aus C16 und R9 (oder dem internen Widerstand äquivalent zu R9 beim SL1640), gefolgt von einem Zweipolfilter (R10, R11, C17, C18 und T5). Im ursprünglichen Aufbau wurde für T5 ein 2N3904 verwendet, jedoch stellte sich bei den Versuchen heraus, daß jeder Silizium-NPN-Transistor mit $\beta > 80$ und einem $U_{ce} > 9$ V geeignet ist.

Da das Filter eine Verstärkung von 1 hat, muß das Nf-Signal durch einen OP741 um 18 dB verstärkt werden. Der Ausgang des Nf-Verstärkers führt zu einem Lautstärkeeinsteller (P1), der sich außerhalb der Platine befindet, und dann weiter zum Nf-Ausgangsverstärker IC7. Ebenfalls wird dieses Signal dem Regelspannungssystem direkt zugeführt.

AGC-System zur Zf-Regelung

Dazu wird die Nf über den Vorwiderstand R15 auf den Eingang des IC5 (SL1621) gelegt. Diese Schaltung, die nur drei Bauteile benötigt (C22, C23 und C24) bildet ein ausgezeichnetes Nf-AGC-System, das sich sehr schnell auf neue Signale einstellt, wechselnde Signale mit einer Geschwindigkeit von 20 dB/s nachregelt, die Regelspannung während Sprechpausen konstant hält, und sofort zur vollen Zf-Verstärkung hochregelt, sobald eine Pause länger als 1 s dauert

Der Regelspannungsausgang von IC5 wird den zwei Zf-Stufen über die Widerstände R7 und R8 zugeführt und ebenfalls auf einen Anschluß der Platine gelegt, an dem dann ein S-Meter angeschlossen werden kann. An der Regelspannungsleitung liegen etwa 2 V beim Einsatzpunkt der Regelung an, die Spannung erhöht sich um ca. 12,5 mV/dB bei Anstieg des Eingangssignals (≙ 80 dB/V). Eine einfache S-Meter-Schaltung, die hier Verwendung finden kann, ist im *Bild 3* dargestellt. Auch bei dieser Schaltung ist die Auswahl des Transistors unwichtig. Jeder Kleinsignal-Silizium-NPN-Transistor und kleine Siliziumdioden sind hier geeignet. Mit dem Potentiometer kann die Anzeige abgeglichen werden.

Wird der Empfänger nur für SSB verwendet, so kann C21 entfallen. Auch bei CW ist er nicht immer notwendig, jedoch kann unter bestimmten Umständen eine Nf-Instabilität des Regelsystems auftreten, die durch das Einfügen von C21, der Werte zwischen 0,1 µF und 1 µF haben kann, beseitigt wird.

Für die Nf-Ausgangsstufe wird der Baustein SL6310 verwendet, der eine Ausgangsleistung von 800 mW...1 W mit 12 V Spannungsversorgung ermöglicht. Wie aus Bild 2 zu sehen ist, benötigt der SL6310 nur sehr wenig externe Bauteile (R16 und R17 werden verwendet, um eine Vorspannung am Eingang der Schaltung zu erzeugen) und erfordert keinen Abgleich. Für den SL6310 sollte ein Lautsprecher mit einer Impedanz > 8 Ω verwendet werden.

Sender aus zwei ICs und einem Transistor

Für den Sender werden zwei ICs und ein Transistor verwendet. Bei dem ersten IC handelt es sich um einen Nf-Verstärker mit automatischer Verstärkungsregelung, der dazu verwendet wird, die Ausgangsleistung des Senders bei sich ändernden Nf-Eingangsspannungen konstant zu halten. Eine solche Schaltung wird auch als VOGAD (*V*oice *O*perated *G*ain *A*djusting *D*evice) bezeichnet.

Für den Aufbau können zwei unterschiedliche ICs verwendet werden, der SL1626 oder der SL6270. Der SL1626 ist seit Jahren verfügbar, wogegen der SL6270 erst kürzlich vorgestellt wurde. Die beiden Schaltungen haben identische Anschlußbelegung und Funktion, jedoch besitzt der SL6270 wesentlich bessere Eigenschaften, wenn der Eingang unsymmetrisch angeschlossen wird. (Ein symmetrischer Eingang liegt vor, wenn die beiden Anschlüsse des Mikrofons direkt mit den beiden Eingängen des ICs verbunden werden; ein unsymmetrischer Eingang, wenn einer der Mikrofonanschlüsse auf Masse gelegt wird und der andere auf einen Anschluß des ICs führt, der andere Anschluß der ICs unbenützt bleibt und kapazitiv nach Masse gekoppelt wird.)

Wird ein symmetrischer Mikroeingang verwendet, so sind beide Schaltungen gleich gut geeignet. Der Widerstand R29 (220 Ω) wird nur inVerbindung mit dem SL1626 und der Widerstand R31 (47 kΩ) nur mit dem SL6270 verwendet.

Für die verwendeten Schaltungen ist ein Mikrofon mit niedriger Impedanz (500 Ω oder weniger) und einer Ausgangsspannung im Bereich von 1 bis 30 mV erforderlich. Der Regelbereich umfaßt etwa 60 dB, was für einige Anwendungen zu groß sein kann, bei denen hohe Hintergrundgeräusche vorhanden sind. Der Bereich kann verkleinert werden, wenn zu C47 ein 1-kΩ-Widerstand (R32) parallelgeschaltet wird. Wird dieser Widerstand verwendet, so sollte C47 von 4,7 nF auf 47 nF erhöht werden, um eine gute Hf-Unterdrückung des VOGADs zu erreichen.

Ebenso wie beim Empfänger kann der Mixer entweder ein SL1640 oder SL1641 sein, und auch hier wird der 330-Ω-Widerstand (R28) nur benötigt, wenn ein SL1641 verwendet wird.

Einseitenbanderzeugung mit Ringmischer

Das Prinzip der Einseitenbanderzeugung im Sender ist sehr einfach. Nf und Träger werdem dem Ringmischer zugeführt, am Ausgang steht ein Zweiseitenbandsignal mit unterdrücktem Träger zur Verfügung, was einem schmalbandigen Filter zugeführt wird, um eines der Seitenbänder zu entfernen. Welches Seitenband gewählt wird, hängt von der verwendeten Trägerfrequenz ab.

Das Zweiseitenbandsignal vom Modulator wird durch Transistor T4 verstärkt und gepuffert und dem Quarzfilter zugeführt. Bei T4 handelt es sich um den Hochfrequenz-PNP-Transistor 2N5771. Es kann jeder Silizium-PNP-Transistor mit hoher Transitfrequenz und geringer Rückwirkungskapazität verwendet werden. Als Pufferverstärker wird hier ein Transistor einer integrierten Schaltung vorgezogen, weil der Transistor für das Filter keine Belastung darstellt, wenn er während des Empfangs abgeschaltet ist. Die Verstärkung wird durch R26 eingestellt und kann, wenn nötig, geändert werden.

Die Seitenbandoszillatoren

Man könnte erwarten, daß der Titel dieses Absatzes „Der Seitenbandoszillator" heißen müßte, aber es werden hier tatsächlich zwei unabhängige Oszillatoren verwendet. In der ursprünglichen Entwicklung wurde nur ein einzelner Oszillator verwendet, und die Quarze wurden durch Schaltdioden umgeschaltet. Jedoch zeigte sich, daß die beste Lösung tatsächlich aus unabhängigen Oszillatoren besteht.

Jeder Oszillator besteht aus einem FET J304 oder BF245 in einer Colpitts-Schaltung. Die Quarze, die mit den Filtern XF9B oder QC1246AX geliefert werden, sind 30-pF-Parallel-Resonanztypen, und die Oszillatoren wurden dafür ausgelegt. Werden 20-pF-Parallel-Resonanztypen verwendet, sollen die Kondensatoren C32, C33, C34 und C35 auf 33 pF geändert werden. Die Trimmerkondensatoren C31 und C38

werden für den Feinabgleich des USB- (8,9985-MHz-) und LSB-(9,0015-MHz-) Quarzes verwendet.

Die Ausgangsspannung beider Oszillatoren steht an R24 an. Bei den Prototypen wurde für R24 ein 68-Ω-Widerstand verwendet, die effektive Ausgangsspannung liegt ungefähr bei 80 mV. Fällt diese Spannung aus dem Bereich von 60...200 mV, muß R24 geändert werden, bis die Spannung wieder in dem Bereich ist.

Der gewünschte Oszillator wird durch Anlegen von 12 V ausgewählt. Die Versorgungsleitung des anderen Oszillators sollte spannungsfrei bleiben und vorzugsweise mit Masse verbunden werden.

Verwendete Bauteile und Aufbauhinweise

Das Layout der gedruckten Schaltung ist in *Bild 4* und der Bestückungsplan in *Bild 5* dargestellt.

Bei den verwendeten Widerständen handelt es sich um Kohleschicht- oder Metallfilmwiderstände mit ¼ W; Kondensatoren unter 1 nF sind Miniaturkeramikkondenstoren, Kondensatoren zwischen 1 nF und 100 nF sind monolithische Keramikkondensatoren mit 2,5-mm-Raster, und bei allen Kondensatoren oberhalb 100 nF, mit Ausnahme von C6 (Alu-Elektrolyth), handelt es sich um Miniaturtantalkondensatoren in Perlform.

Die Übertrager in Tr1 und Tr2 sind auf B1-Ferrite (11,2 × 11,3 × 5,8 mm³) mit zwei Löchern gewickelt (Mullard-Teile-Nr. FX2249). Diese Ferritblöcke werden auf die gedruckte Schaltung geklebt und dann mit lötbarem Kupferlackdraht bewickelt. Tr1 besitzt primär zwei Windungen und sekundär sechs Windungen. Tr2 jeweils sechs Windungen.

Auf der gedruckten Schaltung sind vier Anschlüsse vorgesehen, um verschiedene Masseleitungen zusammenzuschließen, damit die Hf-Impedanz reduziert wird. In der Nähe der Quarze befindet sich ebenfalls ein Loch, in das ein kurzes Stück Draht gelötet werden soll, das auf der anderen Seite an die Abschirmung der Quarze gelötet (kurze Lötzeit!) werden soll, um diese mit Masse zu verbinden.

Platine schrittweise bestücken

Alle Bauteile müssen so kurz wie möglich in die Platine eingelötet werden, für die ICs dürfen keine Sockel verwendet werden. Die Bestückung der Platine sollte in folgender Weise durchgeführt werden:

1. Ferrite für die Übertrager Tr1 und Tr2 festkleben. Nach Aushärten des Klebers Übertrager Tr1 und Tr2 bewickeln und Drahtenden festlöten.
2. Transistor T2 und Dioden D2, D3 und D4 bestücken. Befestigen von D1 und F1. Widerstände und Kondensatoren des bidirektionalen Verstärkers bestücken und anlöten.
3. IC2, IC3, IC4 und IC6 bestücken (darauf achten, daß die Richtung stimmt). Widerstände R5...R15, Kondenstoren C7...C18 und C20, T4 und T5 bestücken und anlöten.
4. IC5, C22...C26 und C6 bestücken und anlöten. Quarze Q1 und Q2 sowie Trimmer C31 und C38 sowie die Massedrähte für die Quarze bestükken und anlöten. Dann die Widerstände R21...R25, Kondensatoren C32...C37, T2 und T3 bestücken und verlöten.
5. IC7, Widerstände R16...R19, Kondensatoren C27...C30 und die vier Drahtverbindungen bestücken und verlöten.
6. IC8 und IC9, Widerstände R26...R31, Kondensatoren C39...C53 (als erstes die Keramikkondensatoren, dann die Tantalkondensatoren) bestücken und anlöten.
7. Zum Schluß IC1 und IC10 sowie die verbleibenden Bauteile und Anschlüsse (Stecker) bestücken und verlöten.

Die Anschlüsse der Platine werden in *Bild 6* gezeigt. Das Hf- und das Oszillatorsignal können entweder über die gleichen Steckverbindungen in 2,5 mm Abstand oder über Miniaturkoaxialstecker zugeführt werden.

Der Transceiver wird von einer einzelnen 12-V-Spannung versorgt (er arbeitet mit einer Spannung zwischen 10 V und 15 V ohne besondere Änderung in der Leistung). Wie bereits vorher bemerkt, ist es unbedingt notwendig, die Senderversorgung während des Empfangs und die Empfängerversorgung während des Sendens mit Masse zu verbinden.

Ist die Platine fertig bestückt und gelötet, so sollen als erstes die Seitenbandoszillatoren eingestellt werden. Dazu wird ein Frequenzzähler an R24 angeschlossen und jeweils ein Oszillator mit Spannung versorgt. Dann werden die Trimmer abgeglichen, bis die Frequenz innerhalb einer Toleranz von 10 Hz liegt.

Anschluß und Betrieb der Platine

Alles, was außer der Platine benötigt wird, sind ein Oszillator, der 500 mV an 50 Ω liefern soll, ein Preselektor mit einem Vorverstärker (für VHF oder, wenn nur eine kleine Antenne verwendet wird), ein Hf-Leistungsverstärker, eine 12-V-/200-mA-Stromversorgung, ein Mikrofon, ein Lautstärkeeinsteller und ein Lautsprecher. Ebenfalls kann ein S-Meter (wie vorher beschrieben) angeschlossen werden.

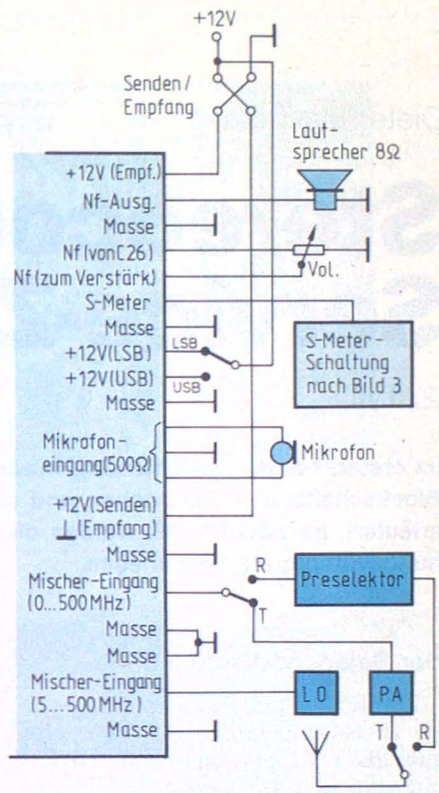


Bild 6. Belegung der Anschlußleiste der Platine zum Anschluß der externen Beschaltung

Sollte aus irgendeinem Grund die Schaltung nicht zufriedenstellend arbeiten, wenn sie zum ersten Mal in Betrieb genommen wird, so ist als erstes die Platine nach Kurzschlüssen und Unterbrechungen sowie kalten Lötstellen zu untersuchen, dann die Betriebsspannung der ICs zu messen. Führt diese Methode ebenfalls nicht zum Erfolg, so muß am Eingang eine Hf-Spannung angelegt und das Signal mit einem Oszillographen oder Spektrumanalysator verfolgt werden.

Die Transceiver-Platine ist recht einfach zu bauen und erlaubt dem fortgeschrittenen Funkamateur, sich selbst einen Transceiver zu bauen, der in den Eigenschaften besser oder zumindest gleich denen teuerer kommerzieller Geräte ist.

Die zum Aufbau eines kompletten Funkgerätes noch erforderlichen Baugruppen sind noch in der Erprobung. Sie werden in absehbarer Zeit ebenfalls ausführlich beschrieben.

Literatur

[1] Plessey Semiconductor's Radio Communication Handbook. Bei Plessey oder Distributoren erhältlich.

Stichworte zum Inhalt

Bidirektionaler Verstärker, Hot-Carrier-Dioden-Mischer IE500A oder MD-108, achtpoliges Filter XF-9B, SL1612, SL1621, SL1626, SL1640, SL1641, SL6270, SL6310, Zf-Verstärker, AGC-Regelung, VOGAD.

Dieter Machuta

Stereocoder für Service-Zwecke

2. Teil

Im ersten Teil der Bauanleitung wurde die Funktion des Gerätes anhand des Blockschaltbildes besprochen und die Aufbereitung der Signalspannungen erläutert. Im zweiten Teil werden die restlichen Baugruppen und die Spannungsversorgung beschrieben.

Der Balanced-Modulator

Zur Erzeugung des Multiplexsignales ist es notwendig, das Differenzsignal (L – R) in einen anderen Frequenzbereich zu übertragen. Dies geschieht mit Hilfe eines Balanced-Modulators LM 1496 (Bild 9 im ersten Teil). Dieser erzeugt eine Amplitudenmodulation mit unterdrücktem Träger. Das Ausgangssignal aus dem Modulator wird MOD genannt.

Als Eingangssignale werden dem Modulator das Differenzsignal und der 38-kHz-Hilfsträger zugeführt. Der Pegel des Hilfsträgers ist so einzustellen, daß sich eine saubere Modulation ergibt. Das Differenzsignal wird so eingestellt, daß das Summensignal (L + R) und das Modulationsprodukt gleiche Amplituden ergeben (300 mV).

Die nächste Stufe (OP 3) ist wiederum eine Subtrahierschaltung und bildet das Multiplexsignal.

Um ein einwandfreies Multiplexsignal zu erhalten, müssen die einzelnen Komponenten in richtiger Phasenlage zusammengeführt werden. Dies wird durch die Subtrahierstufe OP 3 verwirklicht. Es stehen folgende Signale an: −(L + R); (MOD); −(19 kHz). Die Pegel der einzelnen Signale können alle durch Trimmpotentiometer eingestellt werden. Die Anteile betragen:

(L + R)	45 %
(MOD)	45 %
19 kHz	10 %

Am Ausgang steht das Multiplexsignal nach Durchlaufen eines Tiefpasses zur Verfügung.

Bessel-Tiefpaß 4. Ordnung

Um eventuelle Oberwellenanteile des Multiplexsignales abzuschwächen, die Störungen in angeschlossenen Geräten hervorrufen könnten, folgt dem OP 3 ein Tiefpaß 4. Ordnung. Aus *Bild 10* ist die gesamte Schaltung dieses Filters zu entnehmen. Der Berechnung der Filter wurde die Theorie in [14] zu Grunde gelegt.

Eine Endstufe besteht aus einem Operationsverstärker, drei Widerständen und zwei Kondensatoren und stellt ein Filter 2. Ordnung mit Mehrfachgegenkopplung dar. Es können mehrere Grundglieder hintereinander geschaltet werden und somit Filter entsprechend höherer Ordnung realisiert werden. Es ergeben sich für jede Filterstufe andere Werte für die Widerstände und Kondensatoren. Die Reihenfolge der Filtergrundglieder spielt hier nur eine untergeordnete Rolle.

Zum Aufbau werden Styroflex-Kondensatoren verwendet, da diese eine sehr geringe Toleranz (2,5 %) besitzen. Die Widerstände sind der Normreihe E 96 angepaßt. So wurde eine hinreichend genaue Einhaltung der Grenzfrequenz des Filters sichergestellt.

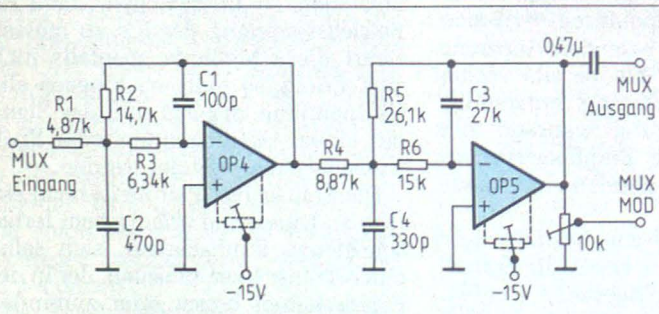


Bild 10. Zur Dämpfung der Oberwellenanteile durchläuft das Multiplexsignal dieses Bessel-Tiefpaßfilter 4. Ordnung. Die Bauteile-Toleranzen können dem Text entnommen werden

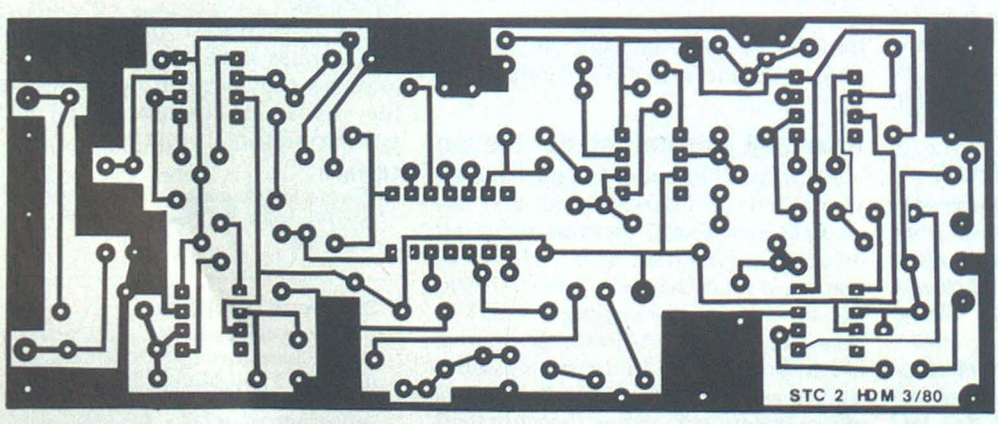


Bild 11. Platine zum Aufbau der Codierung für das Multiplexsignal

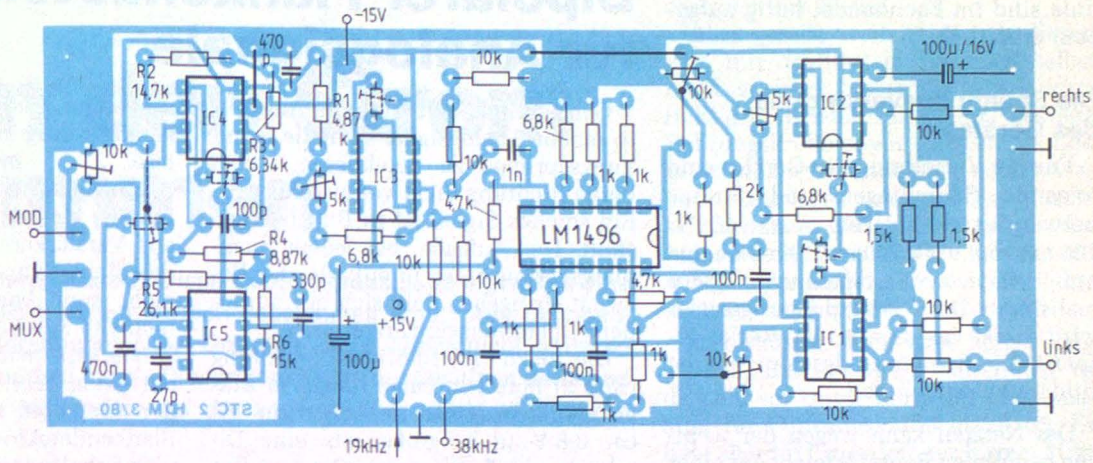


Bild 12. Im Bestükkungsplan der Codierplatte sind auch die Trimmer zur Offsetkompensation der Operationsverstärker eingezeichnet. Sie werden nur im Bedarfsfall eingesetzt

Die letztgenannten Baugruppen werden auf der Platine nach *Bild 11* aufgebaut. Die in den Bildern 9 und 10 gestrichelt gezeichneten Trimmpotentiometer dienen zur Kompensation der Offsetspannung. Sie müssen nur bei Bedarf eingesetzt werden. Den Bestükkungsplan für die Codierplatine zeigt *Bild 12*.

Am Ausgang des Filters ist das Stereomultiplexsignal über ein 47-kΩ-Potentiometer an die Ausgangsbuchse geführt. Ein 10-kΩ-Trimmpotentiometer dient dazu, einen entsprechenden Pegel für den nachfolgenden FM-Modulator einzustellen.

Frequenzmodulator mit Kapazitätsdioden

Als Frequenzmodulator dient ein Oszillator, dessen Frequenz durch Kapazitätsdioden variiert werden kann. Um eine bessere Linearität der Modulation zu erreichen, wurde eine Doppelkapazitätsdiode (BB 104) verwendet. Es handelt sich hier um einen Colpitts-Oszillator in Basisschaltung. Am Kollektor kann die Ausgangsspannung abgegriffen werden. Die gesamte Schaltung zeigt *Bild 13*.

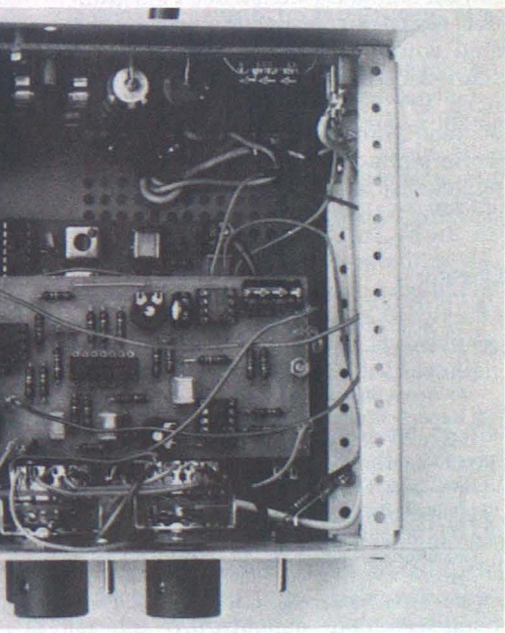


Bild 15. Blick von oben in einen fertig aufgebauten Stereocoder. Links erkennt man das Hf-dichte Gehäuse, das den 100-MHz-Oszillator enthält

Der FM-Modulator wird frei verdrahtet und in ein hochfrequenzdichtes Gehäuse eingebaut. An der Hf-Ausgangsbuchse kann das frequenzmodulierte Signal entnommen werden und direkt einem Rundfunkempfänger eingespeist werden.

Für den Modulator kann auch ein

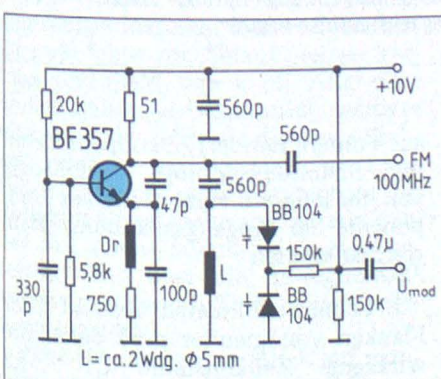


Bild 13. Zur Erzeugung eines Hf-Signals, das in den Antenneneingang eines Tuners eingespeist werden kann, wird ein Colpitts-Oszillator verwendet, der bei der angegebenen Dimensionierung mit 100 MHz schwingt

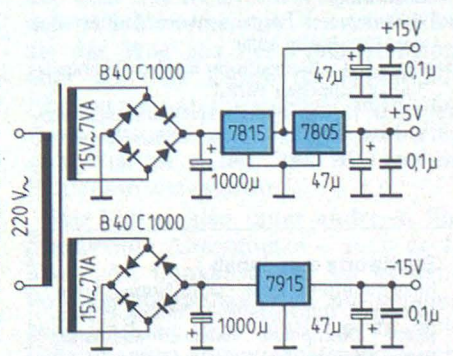


Bild 14. Das Netzteil erfordert zwei Sekundärwicklungen des Trafos. Die Spannungen werden durch integrierte Regler gewonnen, die ein kleines Kühlblech benötigen

Modul eingesetzt werden. Solche Module sind im Fachhandel fertig aufgebaut erhältlich.

Die Spannungsversorgung des Gerätes

Für die Versorgung des Gerätes sind folgende Spannungen und Ströme notwendig: +15 V/300 mA, –15 V/100 mA und +5 V/200 mA. Diese werden mit Hilfe von Festspannungsreglern realisiert. Der 5-V-Spannungsregler wird direkt aus dem +15-V-Regler gespeist. Die Schaltung des Netzteils ist *Bild 14* zu entnehmen.

Das Netzteil kann wegen der wenigen benötigten Bauteile leicht auf einer Lochrasterplatte aufgebaut werden. *Bild 15* zeigt ein fertig aufgebautes Gerät, bei dem das Netzteil aus Platzgründen senkrecht an der Rückseite befestigt wurde. Dabei ist auf den vorgeschriebenen Abstand zum Gehäuse nach VDE von mindestens 4 mm zu achten. Sinnvoll ist eine zusätzliche Isolierplatte zwischen Platine und Metallgehäuse, das wegen der Abschirmwirkung unbedingt erforderlich ist.

Literatur

[1] FUNKSCHAU: Funktechnische Arbeitsblätter Vs 56, Franzis-Verlag, 1980.
[2] *Hersberger, David L.; Mendenhall, Geoffrey N.*: New Technics for Generation of Composite Stereo Signals. Illinois.
[3] *Herter; Röcker*: Nachrichtentechnik, Carl Hanser Verlag, München-Wien 1976.
[4] *Hirschmann, D.*: Operationsverstärker Anwendung, Franzis-Verlag. München 1978.
[5] Intersil: Data Book, 1979.
[6] ITT: Schaltbeispiele mit integrierten Digitalschaltungen der TTL 74...-Serie, Freiburg 1975.
[7] *Koch, H.*: Transistorsender, 5. Auflage, Franzis-Verlag 1976.
[8] *Mäusl, R.*: Skriptum der Vorlesung Nachrichtensysteme, München 1979/1980.
[9] *Mäusl, R.*: Modulationsverfahren in der Nachrichtentechnik, Dr. Alfred Hüttig Verlag, Heidelberg 1976.
[10] National Semiconductor: Databook, Linear Integrated Curcuits, 1977.
[11] *Nührmann, D.*: Werkbuch Elektronik, Franzis-Verlag, München 1979.
[12] *Roderkurth, B.*: Schaltungstechniken moderner FM-HiFi-Geräte, Franzis-Verlag, München 1980.
[13] *Rothammel, K.*: Antennenbuch, Militärverlag der DDR, Berlin 1979.
[14] *Schnell, G.*: Elemente der Elektronik, Franzis-Verlag, München 1978.
[15] *Tietze, U.; Schenk, Ch.*: Halbleiterschaltungstechnik, Springer-Verlag, Berlin-Heidelberg, New York, 1980.

Stichworte zum Inhalt
Stereomultiplexsignal, CCIR-Norm, Summensignal, Differenzsignal, Pilotton, Preemphase, Deemphase, Balanced-Modulator, Frequenzmodulator, Colpitts-Oszillator.

Bipolarer Flankendetektor für Analogsignale

Gelegentlich stellt sich die Aufgabe, in einem Analogsignal schnelle Spannungssprünge zu detektieren, wobei deren Richtung nicht voraussehbar ist. Ein solches Signal ist in *Bild 1* dargestellt. Die Aufgabe, bei jedem Spannungssprung einen Impuls gleicher Polarität abzugeben, läßt sich mit nur einem Operationsverstärker lösen.

Die dazu erforderliche Schaltung (*Bild 2*) liefert Impulse für jeden Eingangsspannungssprung von mehr als ca. 0,6 V (d. h. größer als eine Diodendurchlaßspannung). Die Impulse sind negativ für die Schaltung nach Bild 2a und positiv nach Bild 2b.

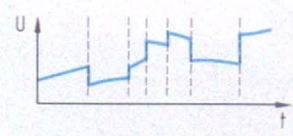


Bild 1. Beispiel eines Signals, dessen Spannungssprünge detektiert werden sollen

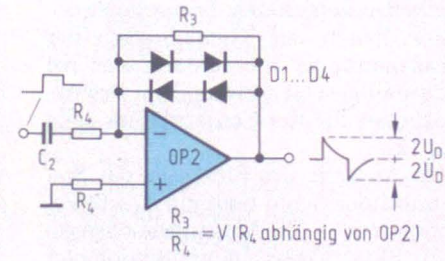


Bild 3. Vorverstärker mit Begrenzung der Ausgangsamplitude

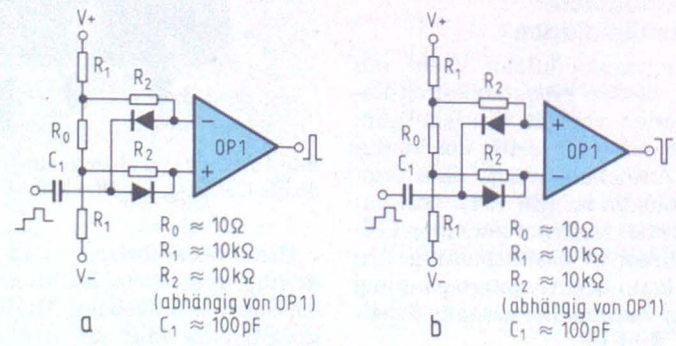


Bild 2. Schaltung eines Flankendetektors, dessen Ausgangsimpulse unabhängig von der Richtung des Eingangsspannungs-Sprungs sind; (a) Ausgangsimpulse positiv; (b) Ausgangsimpulse negativ

Bei den vorgestellten Schaltungen liegt im Ruhezustand eine kleine Differenzspannung von einigen Millivolt zwischen den Eingängen des Differenzverstärkers, die ihn in eine Sättigungslage steuert. Ein Eingangssignal wird nach Differenzieren am Eingangskondensator von den beiden Dioden so auf die Verstärkereingänge geleitet, daß sowohl positive als auch negative Signale die Vorspannungspolarität umkehren. Dadurch kippt der Verstärker kurzzeitig in die andere Sättigungslage.

Um Spannungssprünge zu detektieren, die kleiner sind als ca. 0,6 V, muß ein Verstärker vorgeschaltet werden, da solche Signale die Schaltung nicht mehr zum Ansprechen bringen können. Die Ausgangsamplitude des Vorverstärkers wird zweckmäßigerweise auf einen Wert von 1...2 V bzw. etwa der doppelten Ansprechspannung des Flankendetektors begrenzt. Eine geeignete Schaltung ist in *Bild 3* angegeben. Beide Schaltungen sind unbedingt kapazitiv an die Eingangsspannung (und auch untereinander) zu koppeln, damit die Spannungssprünge unabhängig von der langsam veränderlichen Komponente der Eingangsspannung erfaßt werden können.

Bei einem minimalen Abstand T der Flanken voneinander muß daher die wirksame Zeitkonstante C1 · R2 (Bild 2) bzw. C2 · R4 (Bild 3) klein gegen T sein.

Dr. S. Schicktanz

Dipl.-Ing. Josef Becker

Lade-Wandler-Netzteil

1. Teil

Ein 10-A-Ladegerät für 12-V-Akkus, ein Netzgerät für SSB-Transceiver mit 100 W Spitzenausgangsleistung (PEP), ein mobiler/portabler Netzersatz 220 V/50 Hz/150 VA – und das alles in einem kompakten Gerät mit einem Volumen von 3,3 Litern, wer hat sich nicht schon einmal so ein universelles Stromversorgungsteil gewünscht! Die folgende Bauanleitung beschreibt die Funktionsweise und den Aufbau für ein solches Allround-Netzgerät.

Funk-, Meß- und andere elektronische Geräte für mobilen Einsatz werden durchweg aus 12-V-Akkumulatoren gespeist. Bei ortsfestem Betrieb dieser Geräte wünscht man sich ein Netzgerät, welches zugleich auch als leistungsstarkes, selbstregelndes Batterie-Ladegerät benutzt werden kann. Bei Messungen und Arbeiten im Freien kommt man nicht immer ohne netzgespeiste Geräte oder Werkzeuge aus; deshalb gehört zur universellen netzunabhängigen Ausrüstung noch eine portable Wechselspannungsquelle für 220 V, ein sogenannter Wandler, Zerhacker oder Wechselrichter.

Alle drei Funktionen lassen sich in einem Gerät vereinigen, so daß teure und voluminöse Bauteile nur einmal vorkommen. Ein solches Konzept liegt dieser Bauanleitung zugrunde. Schaltungsentwurf und Dimensionierung werden ausführlich beschrieben, damit die Umrechnung auf andere Nennleistungen ohne Schwierigkeiten möglich ist. Besonders berücksichtigt werden Sicherheitsmaßnahmen gegen Fehlbedienung und Überlastung.

Zur Speisung empfindlicher Schaltungen liefert das Gerät zusätzlich eine geregelte Ausgangsspannung zwischen 1,3 V und 15 V, belastbar mit 0,5 A.

Betrieb als Ladegerät für Kfz-Batterien

Größere Akkumulatoren dürfen in etwa 12...24 Stunden vollgeladen werden, anders ausgedrückt: der Nenn-Ladestrom in A beträgt 4...8 % der Kapazität in Ah. Eine vollständig entladene Batterie, deren Leerlaufspannung bereits stark abgesunken ist, soll anfangs mit noch geringerem Strom geladen werden.

Zum Schnellladen ist der fünffache Nennstrom zulässig. Hierbei muß aber die Batteriespannung kontrolliert bzw. auf den Wert der Gasungsspannung begrenzt werden. Die 12-V-Bleibatterie hat eine Gasungsspannung von 14,4 V (2,4 V pro Zelle), der Nickel-Cadmium-Akku 15,5 V (1,55 V pro Zelle). Bei reinem Puffer- oder Dauerladebetrieb wird für 12-V-Pb-Akkus eine Spannung von 13,5 V, für NiCd-Akkus 14,5 V empfohlen.

Gasdichte NiCd-Akkus kommen im hier interessierenden Leistungsbereich nicht mehr in Betracht. Doch sei darauf hingewiesen, daß nur speziell dafür konstruierte Zellen schnellgeladen werden dürfen.

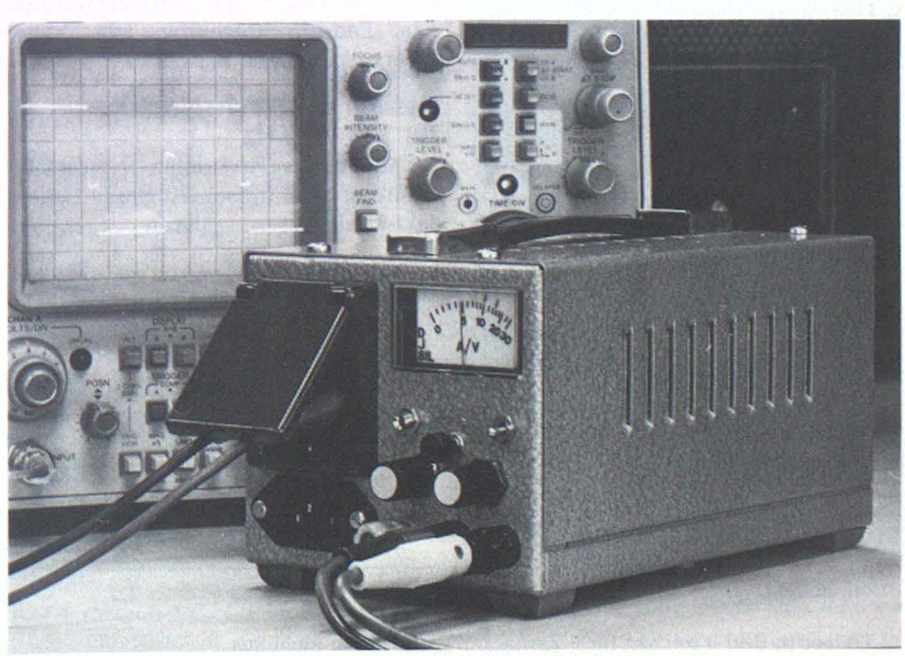
Ausgehend von diesen Erfahrungswerten wurden die Strom-Spannungs-Kennlinien in *Bild 1* für die elektronische Regelung im Ladebetrieb entworfen. Der maximale Ladestrom ist einstellbar von 1...10 A, während der Anfangsladestrom im Kurzschlußfall auf gleichbleibend 1 A festgelegt wurde. Damit ist das Ladegerät automatisch gegen Kurzschlüsse und kurzzeitige starke Überlastungen geschützt. Langfristige (thermische) Überlastung verhindert ein Bimetallschalter am Kühlblech der Leistungstransistoren. Er unterbricht beim Überschreiten von 70 °C Chassistemperatur den Primärstromkreis des Transformators.

Die Batterieanschlüsse am Ladegerät sollten unverwechselbar sein. Falschpolung des Akkumulators führt zumindest zum Ausfall der Gleichrichterdioden!

Betrieb als Netzgerät

Wenn man den Leistungsbedarf eines Einseitenband-Transistorsenders mit 100 W Spitzenausgangsleistung PEP (Peak Envelope Power) überschlägt, zeigt sich, daß dafür ein 10-A-Ladegerät mit Spannungsbegrenzung als Stromversorgung gerade richtig dimensioniert ist. Erfolgreiche Versuche wurden mit einem Mobilfunkgerät Atlas 210 durchgeführt.

Transceiver dieser Leistungsklasse besitzen einen breitbandigen Transistor-Sender für den gesamten Frequenzbereich 1,5...30 MHz. Nach Herstellerangaben [1] benötigt eine solche Endstufe (PA) bei Zweiton-Aussteuerung bis P_0 = 50 W (entsprechend 100 W PEP) und 0,5 A Ruhestrom eine Eingangsleitung von



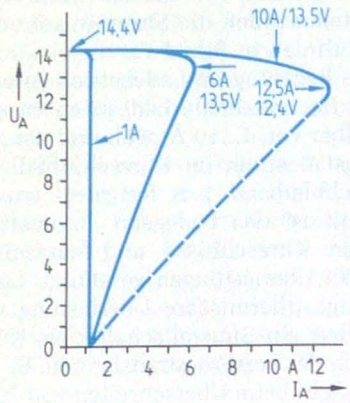


Bild 1. Strom-Spannungskennlinien bei Verwendung des Lade-Wandler-Netzteils zum Laden bei unterschiedlich eingestellten Ladeströmen

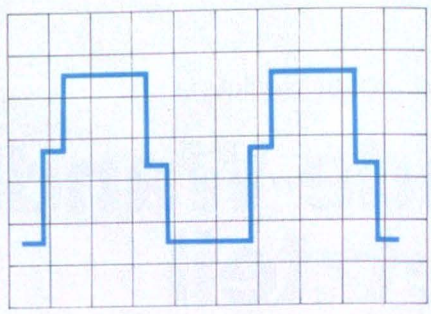


Bild 2. Bei Betrieb des Gerätes als Wechselrichter erhält man eine treppenförmige Ausgangsspannung

P_i = 13,6 V · 8,7 A = 118 W.
Daraus errechnet sich ein Wirkungsgrad $\eta = P_0/P_i$ = 42 %.

Die mittlere Hf-Leistung ist bei Sprachaussteuerung wesentlich kleiner. Um sie anzuheben, setzt man im DX-Verkehr sogenannte Clipper oder „Sprachprozessoren" ein. Damit erhält man nach [2] eine mittlere Hf-Ausgangsleistung von höchstens P_0 = 40 % · PEP, also knapp den Wert für Zweiton-Aussteuerung. Der Input für die PA allein kommt dann auf maximal

$$P_i = \frac{1}{\eta} \cdot 0{,}4 \cdot PEP = 95\ W.$$

Rechnet man noch 15 W für die Vorstufen im Transceiver hinzu, dann sind vom Netzgerät 110 W Gleichstromleistung bereitzustellen; soviel kann einem 175-VA-Netztransformator entnommen werden.

Es ist nicht notwendig, die Betriebsspannung für SSB-Sender zu stabilisieren. Dies würde auch den Wirkungsgrad des Speisegerätes erheblich verschlechtern. Dem Charakter des Sprachsignals entsprechend treten hohe Impulsströme auf, die ein ausreichend dimensionierter Ladekondensator problemlos auffängt. Zum Schutz des Transistorsenders kann aber die hier vorgeschlagene Spannungsbegrenzung auf 14,4 V ausgenutzt werden. Die Ladestromregelung läßt kurze Überstromspitzen passieren.

Tabelle 1: Leistungsdaten des Mustergerätes als Wechselrichter

a) Lastkennwerte bei U_{Batt} = 12...11,65 V

P_0	0	46	89	129	163	W
P_i	7,5	62	117	169	222	W
I_{Batt}	0,6	5,2	9,9	14,4	19,1	A
η	0	74	76	76	73	%
U_{oeff}	219	214	208	204	198	V

b) Leerlaufkennwerte

U_{Batt}	10	12	14,4	17	V
I_{Batt}	0,77	0,63	0,52	0,45	A
P_I	7,7	7,5	7,5	7,6	W
U_{oeff}	209	219	231	240	V

Betrieb als Wechselrichter für 220 V/50 Hz

Die meistverwendeten Netzersatz-Wandler sind freischwingende Gegentakt-Oszillatoren, deren Frequenz durch magnetische Sättigung des Transformatorkerns bestimmt wird. Sie hängt, ebenso wie die Ausgangsamplitude, stark von der Batteriespannung ab. Induktive und kapazitive Anteile im Verbraucherstrom beeinflussen die Frequenz merklich, was bei Geräten mit Resonanzschwingern (Rasierapparat) oder Synchronmotoren stört.

Einen besseren Wirkungsgrad, besonders bei geringer Belastung, weisen fremdgesteuerte Wandler auf. Bei ihnen ist der Transformator für eine niedrigere „Freilauffrequenz", z. B. 40 Hz bewickelt, damit er im normalen Betrieb nicht in die Sättigung gerät. Der Magnetisierungsstrom bleibt klein und mit ihm die Leerlauf-Stromaufnahme. Ein getrennter Oszillator steuert den Umschaltrhythmus der Zerhakker-Transistoren; er allein bestimmt die Frequenzkonstanz des Gerätes.

Der Effektivwert der Ausgangsspannung sollte zwischen Leerlauf und Nennbelastung sowie bei Batteriespannungen zwischen 11 V und 15 V innerhalb ±10 % konstant bleiben. Das ist mit Impulsbreiten-Regelung einfach und mit gutem Wirkungsgrad zu erreichen. Man erhält eine treppenförmige Ausgangsspannung (*Bild 2*). Sie hat den Vorteil, daß das Verhältnis Spitzen-

Tabelle 2: Daten von Transformatoren für Netzgeräte und Wechselrichter:

Kern aus Dyn. Blech IV	M102a	EI106b	M102b	SM102a	SM102b	EI130b	EI150b	
$P_N = P_0$ als Netztrafo	100	125	150	175	250	250	375	VA
$P_W = P_0$ als Wandler	80	100	120	140	200	200	300	VA
Schalttransistoren	2	2	4	4	4	4	6*)	Stück
Netzwicklung	770	580	525	610	420	600	470	Wdg.
Stromdichte	3,0	2,5	2,8	3,0	2,8	2,1	1,7	A/mm²

*) Treiber in Bild 3 reichen für 6 Zerhacker-Transistoren nicht aus.

wert/Effektivwert dem der Sinusspannung näher kommt als bei rechteckförmigem Verlauf. *Tabelle 1* bringt einige Leistungsdaten des Mustergerätes.

Die weitaus meisten Verbraucher arbeiten einwandfrei auch mit nicht exakt sinusförmiger Netzspannung; deshalb wurde auf den Einbau eines (voluminösen) Sinusfilters verzichtet. In *Tabelle 2* sind für handelsübliche Transformatortypen die Nennleistungen als Netztransformator und als nichtsättigender Wechselrichter zusammengestellt. Die beiden bifilaren Niederspannungswicklungen sollen so ausgelegt werden, daß sich im Betrieb als Netztransformator mit der empfohlenen Primärwindungszahl effektive Wechselspannungen von 2 · 12,3 V bei Nennlast einstellen.

Der Wandler treibt kurzzeitig auch höhere Lasten, bis der Übertemperatur-Schalter am Kühlblech anspricht. Gegen Kurzschluß und starke Überlastung schützen die Zerhacker-Transistoren zwei träge Schmelzsicherungen im 220-V-Kreis. Ein schnelles thermisches „Weglaufen" ist nicht zu befürchten, weil die Stromverstärkung zu höheren Kollektorströmen hin steil abfällt.

Die Schaltung im Detail

Der Gesamtschaltplan (*Bild 3*) zeigt oben links den 220-V-Kreis. Sekundärseitig folgen die Gleichrichter- und Zerhackergruppe, daran anschließend der aus vier integrierten Schaltungen aufgebaute Frequenzgeber und Pulsbreitenregler. Die Steuerstufen werden von einem 8-V-Stabilisator (T8, Z1, T7) gespeist.

Weiter links in der unteren Bildhälfte sieht man die Zusatzquelle 1,3...15 V mit dem IC LM117T, daneben den Batteriekreis und schließlich die ziemlich komplexe Ladestromregelung. Die verwendeten Spezialteile sind in *Tabelle 3* aufgeführt.

220-V-Kreis

220-V-Verbraucher werden über eine Schuko-Steckdose angeschlossen (mit Abdeckklappe und zwei einge-

Tabelle 3: Im Mustergerät verwendete Spezialteile

Schnittbandkern-Transformator SM102a, bewickelt nach Bild 3;
Bimetallschalter 65 °C ± 5 °C, Typ UP3; Fa. M. K. Müller, Pforzheim;
Stahlblechgehäuse 121 × 102 × 200 mm, Typ TG8; Fa. B. Pfeifer, Heinsberg;
Schukosteckdose mit Sicherungshaltern;
Relais 4 x Um, 15-A-Kontakte,
Spule 220 V~/40 mA;
Leistungs- und Darlington-Transistoren, Motorola;
21polige Steckverbindung, vergoldet DIN 41617;
Manganinblech 0,4 mm stark, 37 × 25,5 mm².

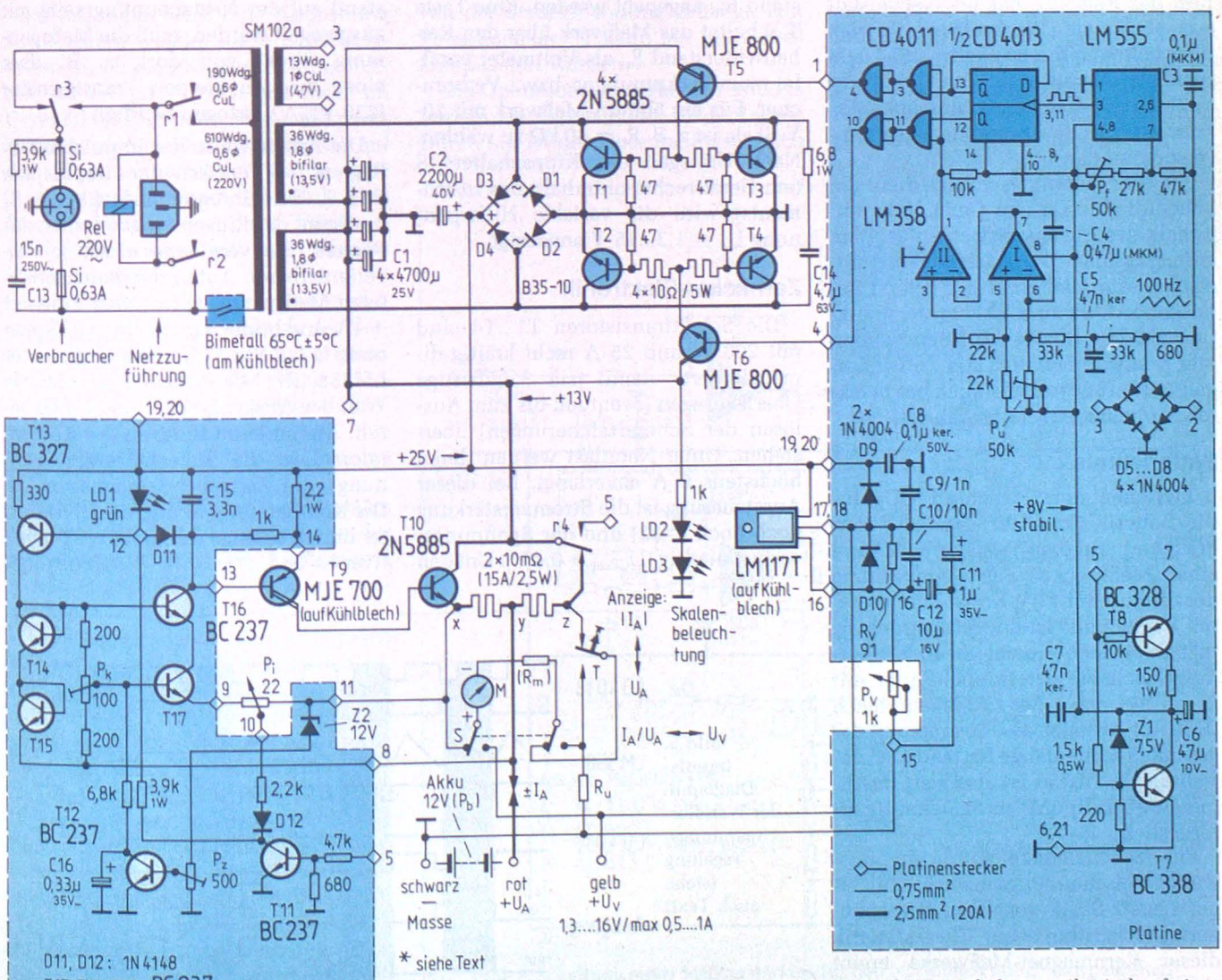
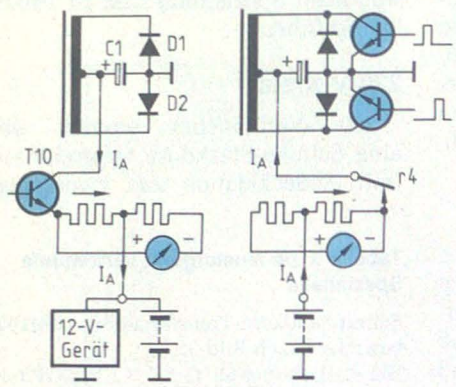
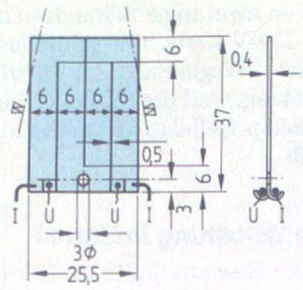


Bild 3. Gesamtschaltbild des Gerätes. Die farbig unterlegten Schaltungsteile sind auf einer Platine untergebracht



Batteriestromweg im Betrieb als
a) Lade/Speisegerät b) Wechselrichter



c) Doppelshunt 2×10mΩ
Manganinblech 0,4mm

Bild 4. Einzelheiten des Hauptstromweges im 12-V-Kreis der Gesamtschaltung. c) Der Shunt aus Manganinblech muß exakt auf den angegebenen Wert durch Befeilen abgeglichen werden

bauten Sicherungshaltern, wie man es vom Elektroherd her gewohnt ist. Die Netzspannung wird über einen Kaltgerätestecker zugeführt. Parallel dazu liegt das Relais R, das bei Netzausfall von Lade- auf Wechselrichterbetrieb umschaltet und umgekehrt bei Netzrückkehr. Damit stellt das Gerät, zusammen mit dem angeschlossenen Akkumulator, eine komplette Notstromversorgung dar.

Als Netzspannungsanzeige dient die Leuchtdiode LD1, am Gerät links unterhalb des Anzeigeinstrumentes. Dem aufmerksamen Leser wird nicht entgangen sein, daß einer der beiden Relaiskontakte r1 und r2 von der Funktion her überflüssig ist. Doch werden alle Kontakte benötigt, um vollständigen Berührungsschutz, auch bei defekten Verbrauchern, zu gewährleisten.

Batteriekreis

Zwischen dem Anschluß $+U_A$ für die Batterie (bzw. für den 12-V-Verbraucher) und dem Transformator liegt eine „Meßbrücke" zur Überwachung des Stromes im 12-V-Kreis. Zum besseren Verständnis ist der Haupstromweg in *Bild 4* noch einmal gesondert herausgezeichnet. Der Doppel-Shunt mit 2 x 10 mΩ aus Manganinblech (Bild 4c) gestattet die Ausnutzung der gesamten Skalenlänge für beide Stromrichtungen $\pm I_A$; es ist also kein Instrument mit Nullpunkt in Skalenmitte erforderlich.

Für das Mustergerät wurde ein preiswerter Aussteuerungsanzeiger mit einer neuen Skala versehen. Die annähernd logarithmische Charakteristik dieser Kernmagnet-Meßwerke ergibt eine am Anfang gespreizte Skala, auf der auch kleinere Ströme mühelos abzulesen sind. Der Shunt liefert eine Meßspannung von 200 mV bei 20 A; daran muß das verwendete Instrument gegebenenfalls mit einem Vorwiderstand R_m angepaßt werden. Eine Taste T schaltet das Meßwerk über den Reihenwiderstand R_u als Voltmeter parallel zum Akkumulator bzw. Verbraucher. Für ein 500-µA-Meßwerk mit 20-V-Skala ist z. B. $R_u = 40$ kΩ zu wählen. Nach Umlegen des Kippschalters S (am Gerät rechts unterhalb des Instruments) wird die variable Hilfsspannung $U_v = 1{,}3...15$ V angezeigt.

Zerhacker-Elektronik

Die Schalttransistoren T1...T4 sind mit 200 W und 25 A recht kräftig dimensioniert, damit sie kurzfristige Überlastungen (eventuell bis zum Auslösen der Schmelzsicherungen) überstehen. Unter Nennlast werden ihnen höchstens 9 A abverlangt. Bei dieser Aussteuerung ist die Stromverstärkung noch hoch (>22) und der Spannungsverlust niedrig ($U_{CEsat} \approx 0{,}4$ V). Um den erforderlichen Basisstrom von 2 · 0,4 A bereitzustellen, genügt ein Darlington-Transistor (T5 bzw. T6) als Bindeglied zur CMOS-Steuerlogik.

Als Taktgeber wurde ein 100-Hz-Multivibrator mit dem bekannten LM555 gewählt; er besitzt eine hervorragende Stabilität gegenüber Temperaturschwankungen. Mit P_f läßt sich die Wandler-Frequenz von 45 Hz bis 65 Hz einstellen. Die Rechteck-Ausgangsspannung des Ozsillators bildet den Takt für das Teiler-Flipflop (CD4013), welches über zwei UND-Gatter die beiden Zerhackerzweige abwechselnd aktiviert.

Am zweiten Eingang beider UND-Gatter liegt das Pulsweiten-Kontroll-Signal, dessen Tastverhältnis von der Spannung an der 5-V-Meßwicklung des Transformators abgeleitet wird. Hiermit erfaßt man alle Einflüsse auf die Wandler-Ausgangsspannung, bis auf den ohmschen Verlust im 220-V-Kreis. Soll auch der Wicklungswiderstand auf der Neztspannungsseite mit ausgeregelt werden, muß die Meßspannung direkt von dort, z. B. über einen zweiten kleinen Transformator (220 V/5 V) bezogen werden.

Die Arbeitsweise des Impulsbreiten-Reglers [3] erklärt der Impulsplan *Bild 5*. Eine Integrierstufe LM358 (I) bestimmt das Einschwingverhalten des Reglers. Sie vergleicht einen mit P_U veränderbaren Anteil der gleichgerichteten Meßspannung mit dem Festwert + 4 V und bildet daraus eine Stellspannung U (an Pin 7) für den Komparator LM358 (II). Mit P_U läßt sich also die Wandler-Ausgangsspannung U_0 justieren. Am anderen Eingang des Komparators liegt die dreieckförmige Spannung vom Zeitgeber-Kondensator C3. Der Komparator gibt nun die UND-Gatter immer solange frei, wie U (C3) positiver ist als U (7). *(Schluß folgt)*

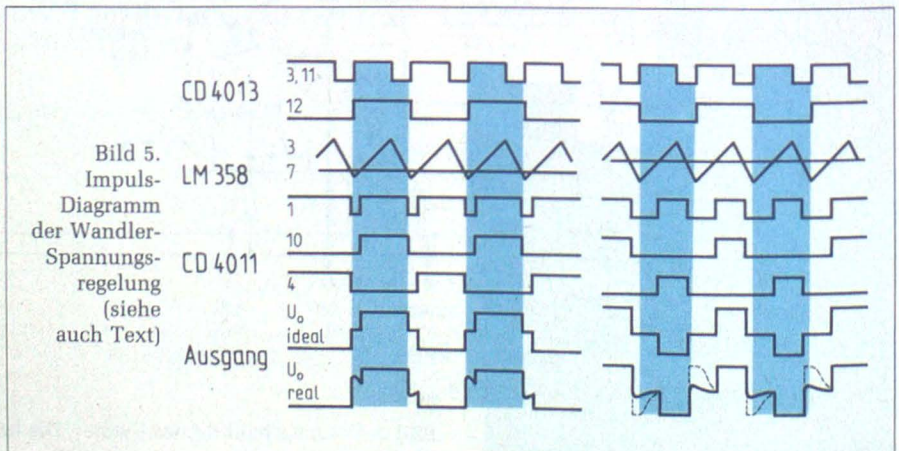


Bild 5. Impuls-Diagramm der Wandler-Spannungsregelung (siehe auch Text)

Dr. Götz Corinth

Nf-Meßverstärker

mit logarithmisch gestufter Verstärkung

Für viele Anwendungen bei der Entwicklung und der Reparatur elektroakustischer Geräte wird ein logarithmisch gestufter, genau einstellbarer Spannungsteiler benötigt. Seit langem sind solche Geräte als „Eichleitung" mit sehr hoher Genauigkeit im Handel. Für viele Anwender ist aber der Einsatz wegen des hohen Preises nicht möglich. Ein Eigenbau erweist sich wegen der Notwendigkeit, die vielen „krummen" Widerstandswerte zu beschaffen oder aus genormten Widerständen zusammenzusetzen, als sehr problematisch. Hinzu kommt noch der Rechenaufwand zu ihrer Bestimmung.

Im folgenden wird eine Anordnung beschrieben, welche diese Schwierigkeiten durch eine Kunstschaltung löst. Sie besteht im Prinzip aus zwei im Gegentakt arbeitenden Exponentialverstärkern, deren Verstärkungsgrad auf der „Exponentialebene" durch eine Steuerspannung verändert wird. Eine Strom-Spannungswandlung führt anschließend wieder auf die „lineare Ebene" zurück.

Durch diese Umsetzung ergibt sich eine logarithmische Änderung der Verstärkung bei einer linearen Variation der Steuerspannung. Die genaue Herleitung des Verfahrens und ihre theoretischen Grundlagen müssen den Originalarbeiten entnommen werden [1, 2, 3].

Für die beim Verfasser vorgesehene Verwendung als Meßverstärker in der Elektroakustik und der Audiometrie wurde die Schaltung nach *Bild 1* ausgearbeitet.

Das Eingangssignal gelangt über eine Hf-Sperrdrossel und Schutzdioden auf den Operationsverstärker A1. Dieser ist über das Transistorpaar T1a, T2a gegengekoppelt; hierdurch erfolgt die Logarithmierung für beide Halbwellen. Das zweite Transistorpaar (T1b, T2b) fügt dem logarithmierten Signal die Steuerspannung hinzu und bewirkt zusammen mit dem als Strom-Spannungswandler geschalteten Verstärker A2 die „Delogarithmierung". Fertigungstoleranzen zwischen den paarweise geschalteten Einzeltransistoren verursachen am Ausgang eine Gleichspannung, deren Höhe unter anderem von der Steuerspannung abhängt. Am Potentiometer P1 kann sie (teilweise) kompensiert werden.

Die Operationsverstärker A3 und A4 wirken als aktive Filter III. Ordnung. Durch sie ist der Übertragungsbereich der Gesamtschaltung eindeutig definiert.

Die Steuerspannung wird an einem Spannungsteiler aus gleichen Widerständen abgegriffen (Schalter S1), damit ist die Verstärkung in 10-dB-Stufen grob wählbar. Die Feineinstellung erfolgt am Potentiometer P3, hier beträgt der Variationsbereich 10 dB. Zweckmäßig verwendet man ein Zehngang-Wendelpotentiometer mit entsprechendem Betätigungsknopf, dann ergibt sich eine einfache Ablesung, da die Verstärkung (in dB) dem Widerstandswert bzw. Drehwinkel proportional ist.

Der Aufbau auf der Platine nach *Bild 2* erwies sich als unproblematisch. Die Speisespannungen sollen gut stabilisiert sein. Mit P2 wird zunächst eine Verstärkung von genau 50 dB eingestellt (dann liegt am Punkt T des Steuerspannungsteilers eine Gleichspannung von ca. + 150 mV).

Die Gleichspannungskomponente am Ausgang von A2 ist in allen Stellungen von S1 zu überprüfen und mit P1 zu minimieren (dabei muß ein Kompromiß eingegangen werden). Der Schalter S1 wird laut Bestückungsplan (*Bild 3*) extern verdrahtet.

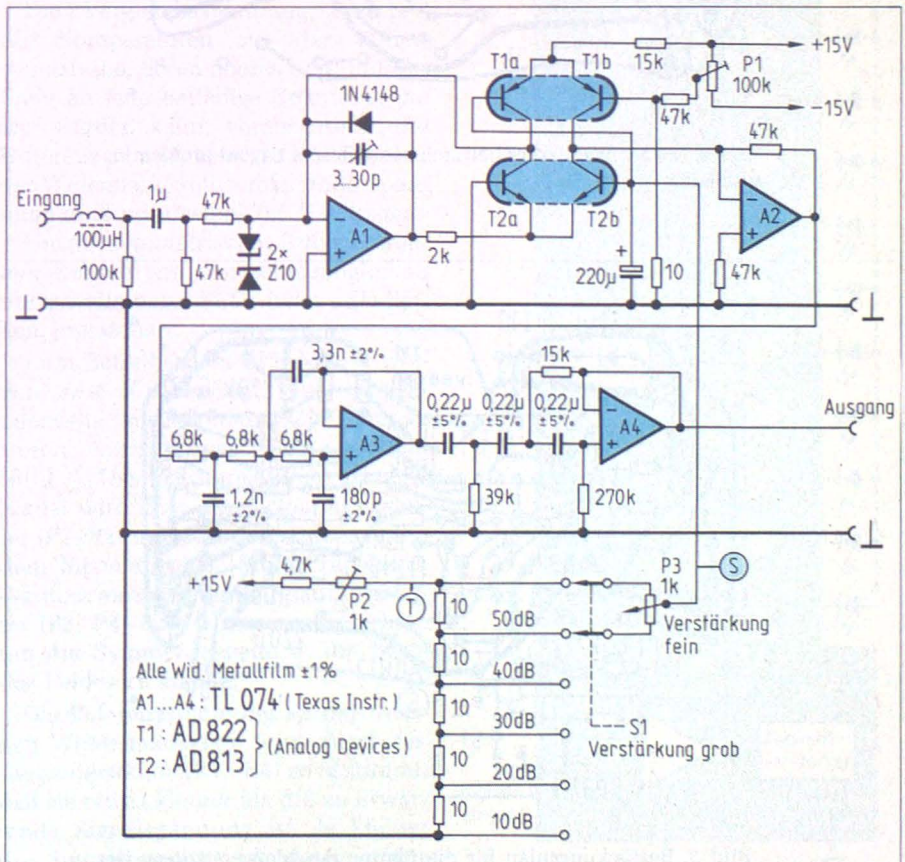


Bild 1. Schaltung eines Meßverstärkers für den Nf-Bereich mit gleichspannungsgesteuerter, logarithmisch abgestufter Verstärkung

Am Mustergerät wurden folgende Meßwerte bestimmt:

Frequenzgang: 30...15 000 Hz ± 0,3 dB
40...14 000 Hz ± 0,1 dB
Klirrgrad (40...15 000 Hz): < 0,03 %)
Differenztondämpfung
(13 kHz/14 kHz): > 70 dB
Geräuschspannungs-Spitzenwert am Ausgang: (gemessen nach DIN 45 405)
bei V = 50 dB 10 mV
bei V = 0 dB 0,5 mV

Die Verstärkung (in dB) ist der Steuerspannung innerhalb des Bereiches von 0...50 dB mit einer Abweichung von maximal ± 0,2 dB (gemessen mit Präzisionseichleitung und Digitalvoltmeter) proportional.

Literatur

[1] *Jacobson, David M.; Crowley, Richard N.:* „A multiplexed Remote-Control System. Vortrag AES – Convention 1976, Los Angeles.

[2] *Ebers, J. J.; Moll, J. L.:* „Large – Signal Behavior of Junction Transistors". Proc. IRE 42, 1971 bis 1972 (1954).

[3] *Motchenbacher, C. D.; Fitchen, F. C.:* „Low Noise Electronic Design". New York (Wiley) 1973.

[4] National Semiconductor Co.: „Linear Data Book" 11.4–1.9 (1976)

Stichworte zum Inhalt
Logarithmischer Spannungsteiler, Exponentialverstärker, Aktives Filter III. Ordnung, Eichleitung.

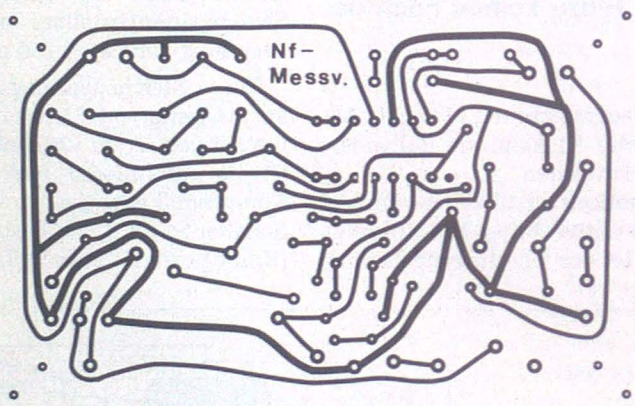


Bild 2. Der Meßverstärker ließ sich nach diesem Layout problemlos aufbauen

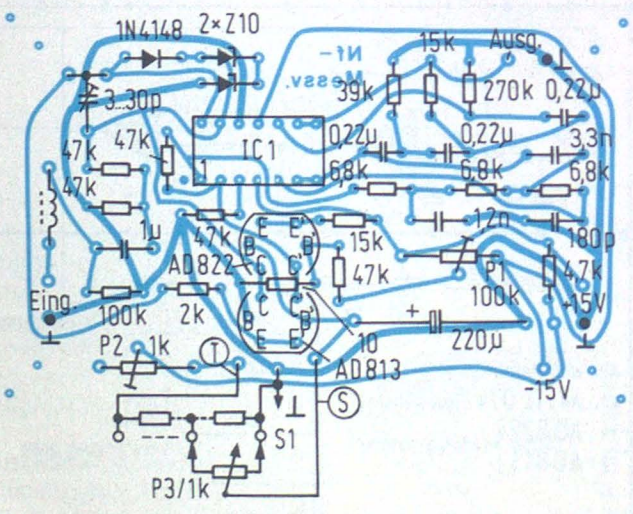


Bild 3. Bestückungsplan für die Platine des Meßverstärkers. Der Schalter S1 und das Potentiometer P3 werden extern angeordnet

Für Praxis & Hobby:

Platinen-Layouts

Wir erhalten oft Manuskripte für Bauanleitungen, denen Layouts für die Platinen beiliegen. Nach diesem Layout wird dann von unserem Labor erst einmal eine Platine geätzt und die Schaltung aufgebaut. Dann kommt der Augenblick der Wahrheit: Nach dem Einschalten tut sich nichts!

Aus Erfahrung klug geworden, setzt sich das Labor mit dem Autor in Verbindung und erfährt, daß nach dem ersten Aufbau noch Bahnen korrigiert wurden. Da es zu viel Arbeit war, für den eigenen Aufbau des Autors das Layout zu ändern und eine neue Platine damit aufzubauen, blieb eben das alte Layout bestehen. Bei der Einsendung des Beitrags denkt der Autor gar nicht mehr an die Änderung.

Unsere Bitte an alle, die zu ihren Einsendungen ein Layout mitsenden: Lassen Sie uns wissen, ob noch nachträglich Korrekturen auf der Platine angebracht wurden. Es erspart uns Zeit, und – was noch wichtiger ist – es wird kein fehlerhaftes Layout veröffentlicht.

Die Redaktion

Platinen für Bauanleitungen

Die Bauanleitungen der Rubrik „Praxis & Hobby" finden bei unseren Lesern große Resonanz. Der Nachbau der Schaltungen scheitert oft an einer fehlenden Platine. Für diejenigen, die keine Möglichkeit haben, sich anhand der abgebildeten Layouts Platinen zu ätzen, hat die FUNKSCHAU-Redaktion nach einer Lösung gesucht.

Interessierte Leser, die Platinen aus der FUNKSCHAU für die private Verwendung benötigen, können sich an folgende Anschrift wenden:

Siegfried Kilgenstein
Bleisteinstraße 5
8000 München 50

Für alle Bauanleitungen, zu denen ein Platinen-Layout in der FUNKSCHAU veröffentlicht ist, sind bei einer Lieferzeit von maximal zwei Wochen dort fertig gebohrte Platinen erhältlich. Doppelt kaschierte Platinen sind jedoch nicht durchkontaktiert lieferbar.

Manfred Rösler (DF3LD)

Tunoskop

Abstimmanzeige für RTTY

Das beste Hilfsmittel zur genauen Abstimmung in der Betriebsart Funkfernschreiben (RTTY) ist ein Oszilloskop, das, an den Ausgang des Empfangskonverters angeschlossen, bei richtiger Abstimmung zwei senkrecht aufeinander stehende Ellipsen (Mark und Space) zeigt. Es hat jedoch auch Nachteile: hoher Platzbedarf und aufwendige Stromversorgung. Halbleiter-Ersatzschaltungen gab und gibt es viele, sie arbeiten vom Konzept her jedoch alle mit großem Informationsverlust.

Vor einigen Jahren kam die erste Halbleiterschaltung heraus, die praktisch gleichviele Informationen lieferte wie das Oszilloskop: die Leuchtdiodenmatrix. Findige Tüftler hatten mit dem A/D-Wandler-IC UAA 170 von Siemens ein solches zweidimensionales LED-Feld angesteuert. Durch die Rasterung sind zwar aus den Ellipsen Rechtecke bzw. Striche geworden, sonst aber bleibt die Information voll erhalten, denn die beim schnellen Wechsel von Mark und Space entstehenden Nebenellipsen sind ohnehin ohne Bedeutung.

LED-Matrix mit zwei LM 3914

Hier ist nun eine weitere Treiberschaltung für eine LED-Matrix, diesmal mit dem A/D-Wandler-IC LM 3914 (National Semiconductor), das wesentlich robuster und dabei einfacher als der Baustein UAA 170 zu handhaben ist. *Bild 1* zeigt die Innenschaltung.

Die Schaltung ist konzipiert für den Anschluß an die weitverbreitete Konverterschaltung von DJ6HP, die etwa eine Spannung U_{ss} von 8 V liefert, läßt sich aber auch ohne weiteres mit kleineren Signalen betreiben. Es wurde Wert darauf gelegt, die Abmessungen möglichst klein zu halten, um gegebenenfalls das im Konvertergehäuse eingebaute Oszilloskop gegen die LED-Matrix nach Erweiterung der Frontplatte austauschen zu können.

Das IC steuert die LED-Kette in Abhängigkeit von der Signalspannung an, die mit einer frei zu wählenden Referenzspannung über einen Spannungsteiler in 10er Schritten verglichen wird. Je nachdem, wie groß der Spannungsabfall an jedem der zehn internen 1-kΩ-Widerstände ist, kann die Signalspannung U_{inss} von 0,5 V bis 12 V variieren. Wie das Blockschaltbild zeigt, wird das Eingangssignal über einen Buffer einer Kette von zehn Komparatoren zugeleitet, die je eine LED ansteuern.

Die Vergleichsspannung beziehen die Komparatoren aus der Widerstandsreihe, deren oberes bzw. unteres Ende an jede beliebige Spannung gelegt werden kann, vorausgesetzt, die Differenz zu $\pm U_V$ beträgt 1,8 V. Die über der Widerstandsreihe abfallende Spannung muß mindestens 0,5 V betragen.

Um ein symmetrisches Bild zu erhalten, werden von den zehn möglichen nur jeweils neun LEDs bzw. LED-Reihen angesteuert.

Zum Betreiben der LED-Matrix werden zwei ICs benötigt. Auf der Anodenseite müssen dabei PNP-Transistoren zwischengeschaltet werden (*Bild 2*). Das ankommende x- bzw. y-Signal wird über einen Spannungsteiler (P1, P2) und Koppelkondensatoren dem Signaleingang (Pin 5) zugeführt, der über einen weiteren Spannungsteiler (P3, P4) eine Vorspannung erhält, um die Symmetrieebene in die Mitte des Feldes zu ziehen.

Die Referenzspannung an der internen Widerstandskette wird durch Serienwiderstände (R1...R4) so bestimmt, daß sie etwas kleiner als die zu erwartende Signalspannung ist. Je kleiner die Signalspannung ist, desto größer müssen die Serienwiderstände sein. Sie sollten jedoch nicht größer als 20 kΩ sein, da sonst die Komparatoren unter Umständen nicht mehr einwandfrei arbeiten.

Eine andere Möglichkeit zum Betrieb bei kleinen Signalspannungen wäre, U_b zu verkleinern. Die Funktion der ICs wird dadurch nicht beeinträchtigt. Wegen dieser Möglichkeit ist auf dem Layout eine getrennte Stromführung ausgeführt, man kann also ICs und LEDs mit unterschiedlichen Spannungen betreiben.

Da auf der Anodenseite nur Transistoren zu schalten sind und man mit einem sehr kleinen Basisstrom auskommt, wird Pin 7 des Anoden-ICs über ca. 47 kΩ an Masse gelegt. Das Katoden-IC dagegen bestimmt die Helligkeit. Hier werden ein Potentiometer und ein Widerstand in Reihe geschaltet, dessen Wert bei 15 V nicht unter 620 Ω liegen sollte, um die maximale Verlustleistung von 660 mW nicht zu überschreiten. Pin 9 und Pin 11 müssen jeweils verbunden sein.

Aufbau auf Veroboard oder Platine

Der Aufbau ist bei den wenigen Bauteilen recht problemlos. Hier ein einfaches Verfahren für die LED-Matrix: Man nehme ein passendes Stück Vero-

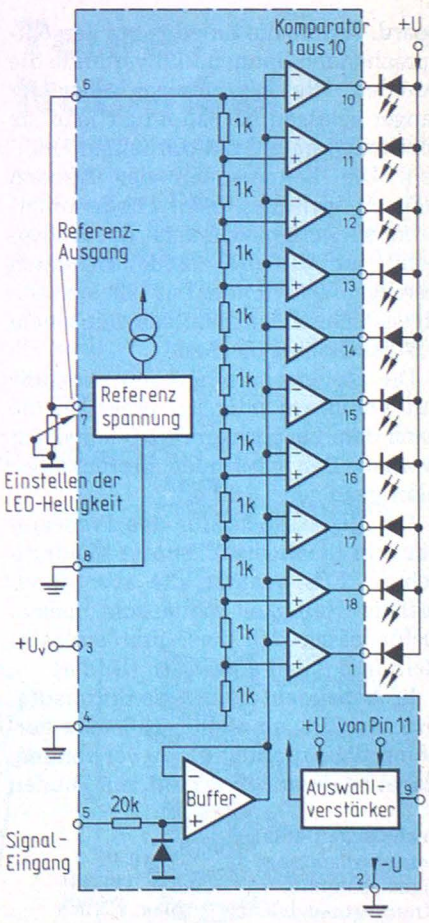


Bild 1. Blockschaltbild des LM 3914; zwei dieser Bausteine ermöglichen den Aufbau der Abstimmanzeige mit LEDs.

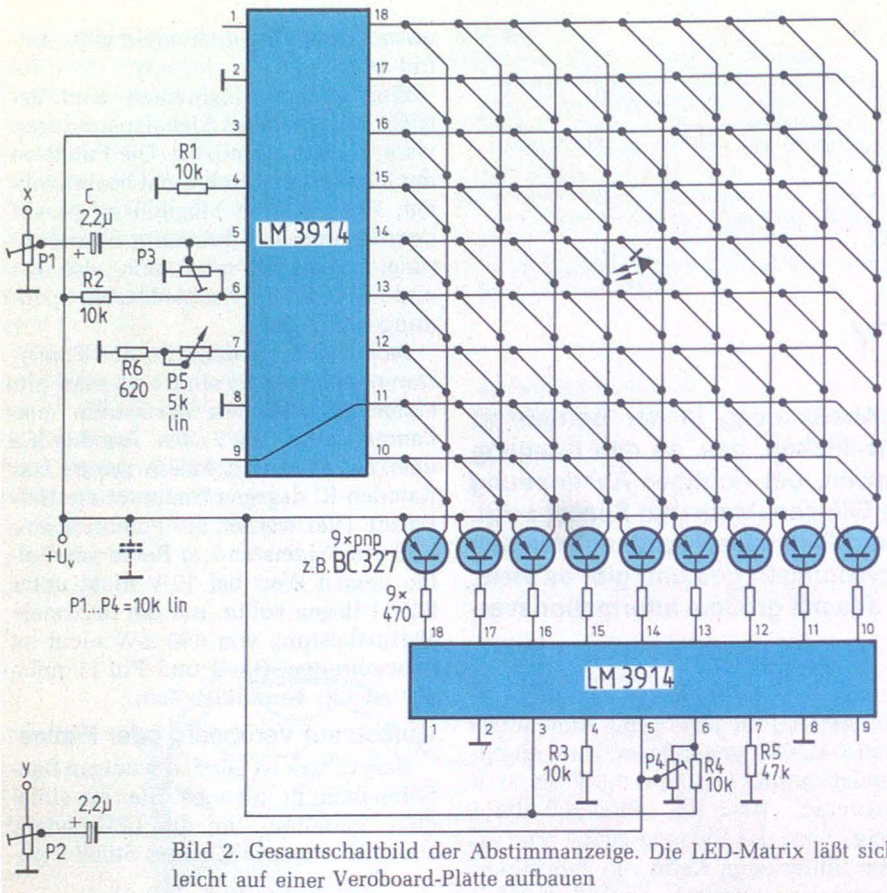


Bild 2. Gesamtschaltbild der Abstimmanzeige. Die LED-Matrix läßt sich leicht auf einer Veroboard-Platte aufbauen

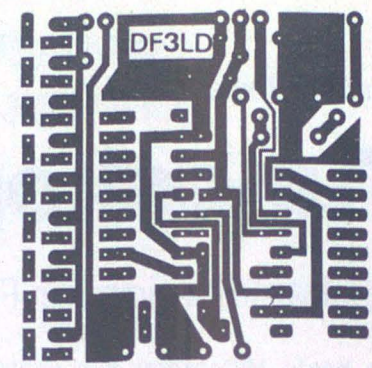


Bild 3. Platinenlayout zum Aufbau der Ansteuerschaltung

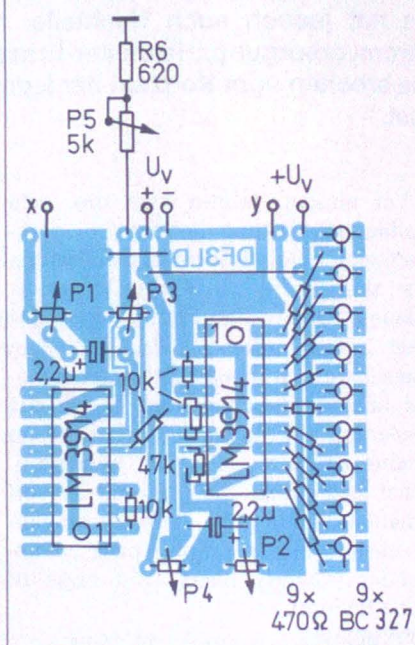


Bild 4. Bestückungsplan für die Platine

board, verlöte die Katoden auf den entsprechenden Bahnen und verbinde die Anoden, die man einige Millimeter länger gelassen hat (so erhält man sie meistens), quer dazu mit feinen Drähten. Die Leiterbahnen der Anoden müssen zwischen jeder Diode unterbrochen werden wie auch die Außenbahn, auf die die Anodendrähtchen herabgeführt werden. Das läßt sich übrigens schnell und einfach mit einem 3,5-mm-Bohrer machen.

Die Steuerschaltung kann ebenfalls auf Veroboard oder auf einer Platine nach dem Layout von *Bild 3* aufgebaut werden. Den passenden Bestückungsplan dazu zeigt *Bild 4*.

Der Verfasser hat für den Probeaufbau die (noch recht teuren) quadratischen LEDs benutzt, die aber durch mäßige Helligkeit enttäuscht haben. Dafür lassen sich diese problemlos in Reih und Glied einordnen (*Bild 5*).

In Anbetracht der Preise für quadratische LEDs empfiehlt es sich, herkömmliche runde LEDs zu verwenden. Dabei ist darauf zu achten, nur Dioden eines Herstellers zu verwenden, da man sonst mit unterschiedlichen Färbungen und Helligkeiten zu rechnen hat. Industrie-Restposten vom billigen Jakob sind daher mit Vorsicht zu genießen. Um eine einheitliche Oberfläche zu erzielen, empfiehlt es sich, die LEDs mit einer dünnen Streuscheibe aus Plastik o. ä. abzudecken.

Durch den schnellen Spannungswechsel des Signals erzeugt die Gegenkopplung des internen Buffers leichte Verzerrungen der Ellipse. Diese äußern sich durch unterschiedliche Amplituden beiderseits der Nullpunktebene. Bei der praktischen Erprobung an der KW-Station zeigten sich diese Verzerrungen aber nicht weiter störend.

Nicht nur in den mechanischen Eigenschaften, sondern auch im Preis schneidet die LED-Matrix gegenüber dem Oszilloskop deutlich besser ab; man kommt auf etwa vierzig Mark Materialpreis für die ganze Schaltung. Eine neue 3-cm-Katodenstrahlröhre allein kostet über 130 DM. Bei Beschaffungsproblemen ist der Verfasser gern behilflich.

Technische Daten

Betriebsspannung	3...18 V
Signalspannung	0,5...12 V
Stromverbrauch/IC	max. 2,5 mA
LED-Strom	2...20 mA
Verlustleistung	max. 660 mW (DIL-Gehäuse)

Stichworte zum Inhalt
Empfangskonverter, Mark und Space, LM 3914, LED-Matrix

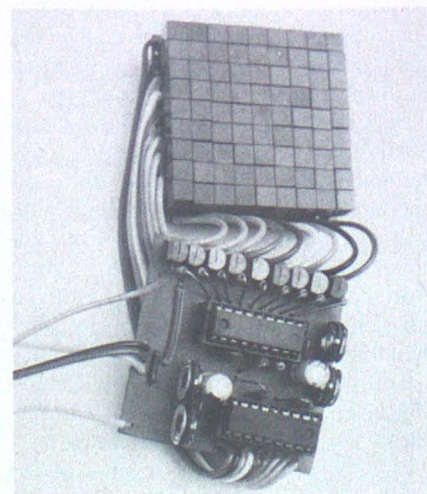
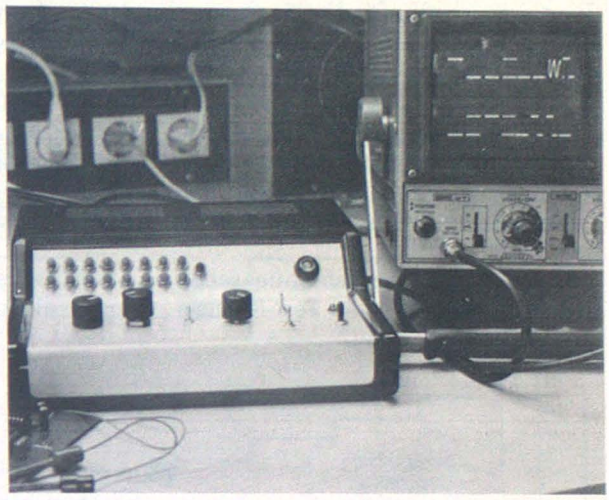


Bild 5. Funktionsfähiges Mustergerät. Die Matrix wurde wegen der geschlossenen Oberfläche mit quadratischen LEDs aufgebaut

Dieter Hörsch

IC-Anschlüsse auf einen Blick

Anschlußpotentiale auf dem Oszilloskop dargestellt



Dieser Arbeit wurde von der Jury der erste Platz in der Zweiten Abteilung (Die nachbausichere Bauanleitung) des FUNKSCHAU-Preises 1981 zuerkannt. Die Schaltung ermöglicht die gleichzeitige Darstellung der Potentiale aller IC-Pins auf einem Oszilloskop. Die Abbildung auf dem Bildschirm erfolgt in der Anordnung der Pinbelegung des zu prüfenden ICs. Es werden digitale und analoge Signale dargestellt.

Bis zu 16polige ICs können mit der Schaltung untersucht werden, die Abbildung der einzelnen Anschlußpotentiale erfolgt als Draufsicht auf die Pinbelegung des ICs. Da die Schaltung bis maximal 15 V ausgelegt ist, können praktisch alle ICs untersucht werden, wie z. B. CMOS-, TTL-, Timer-ICs und Operationsverstärker.

Triggerung wahlweise von jedem Anschluß

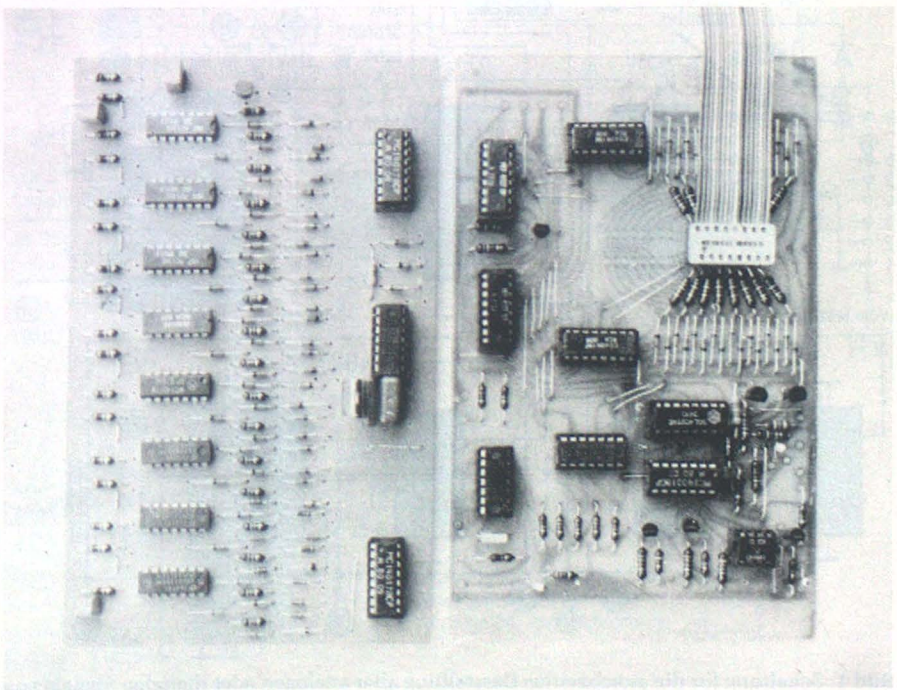
Die Triggerung des Oszilloskops kann über einen Stufenschalter wahlweise von jedem der 16 Pins abgenommen werden oder auch extern erfolgen. Getriggert wird jeweils mit der positiven Flanke. Gutstehende Bilder sind ab ca. 300 Hz bis über 100 kHz gegeben, langsame Spannungsänderungen können über einen eingebauten Taktgenerator „zwangsgetriggert" flimmerfrei beobachtet werden.

Der Strahlrücklauf wird dunkelgetastet. Nicht belegte Pins oder solche, die nicht zur Beobachtung gebraucht werden, können dunkelgesteuert werden. Über den Trigger-Stufenschalter (S1) und einen Dreifachwechsler (S4) kann außerdem jedes Anschluß-Signal bei Bedarf einzeln zu einer genauen Betrachtung und Zeitmessung herangezogen werden (*Bild 1*). Dabei wird die Horizontalablenkung und Vertikalverstärkung des Oszilloskop benützt, um kalibrierte Frequenz- und Amplitudenmessungen vornehmen zu können. Die Pins des zu prüfenden ICs werden im wesentlichen nur durch Kabel- und Schaltkapazitäten belastet. Die Prüfeingänge sind gegen versehentliche Überspannungen gesichert.

Sägezahn mit Triggerung

Der Transistor T1 in Bild 1 liefert einen mit P1 einstellbaren, konstanten Strom zur Ladung des Kondensators 47 nF. Bei Erreichen der Thresholdspannung am Timer 555 wird über dessen integrierten Transistor über Pin 7 der Kondensator entladen, gleichzeitig geht der Q-Ausgang auf L. Dieser H-L-Sprung gibt über die Laufzeitkette von drei Gattern am Ausgang des vierten Gatters (Anschluß 11) einen kurzen positiven Nadelimpuls, der das angesteuerte Flipflop ½ 4027 (1) rücksetzt.

Dadurch wird dessen Q-Ausgang L und hält rückwirkend den Timer 555



Der Aufbau der beiden Leiterplatten ist weitgehend problemlos (Foto: Neumayr)

im Zustand „Reset". Der Kondensator bleibt entladen. Erst ein positiver Spannungssprung am Takteingang des 4027 (1) beendet den Reset-Zustand, worauf der Kondensator wieder geladen wird. Während der Zeit des Resetzustandes wird T6 durchgesteuert und dadurch das Oszilloskop dunkelgetastet.

Der Takt wird über den Stufenschalter (S1) extern oder vom Test-IC angewählt, mit T5 und T4 verstärkt und über einen Schmitt-Trigger invertiert, so daß bei positivem Signalanstieg wieder ein L-H-Sprung auf den Takteingang des 4027 (1) gelangt. Über das Potentiometer P2 läßt sich die Source-Spannung des FET T5 anheben und somit der Trigger-Pegel einstellen.

Weil bei sehr langsamen, mit dem Auge direkt beobachtbaren Spannungsänderungen kein, oder für ein stehendes Bild ein zu niederfrequentes Triggersignal auf den Tankteingang des FF 4027 (1) kommt, kann durch Umschaltung mit S2 ein aus drei Gattern bestehender Taktgenerator (¾ 4011) als „Zwangstrigger" eingeschaltet werden. Er arbeitet mit einer Frequenz von ca. 70 kHz.

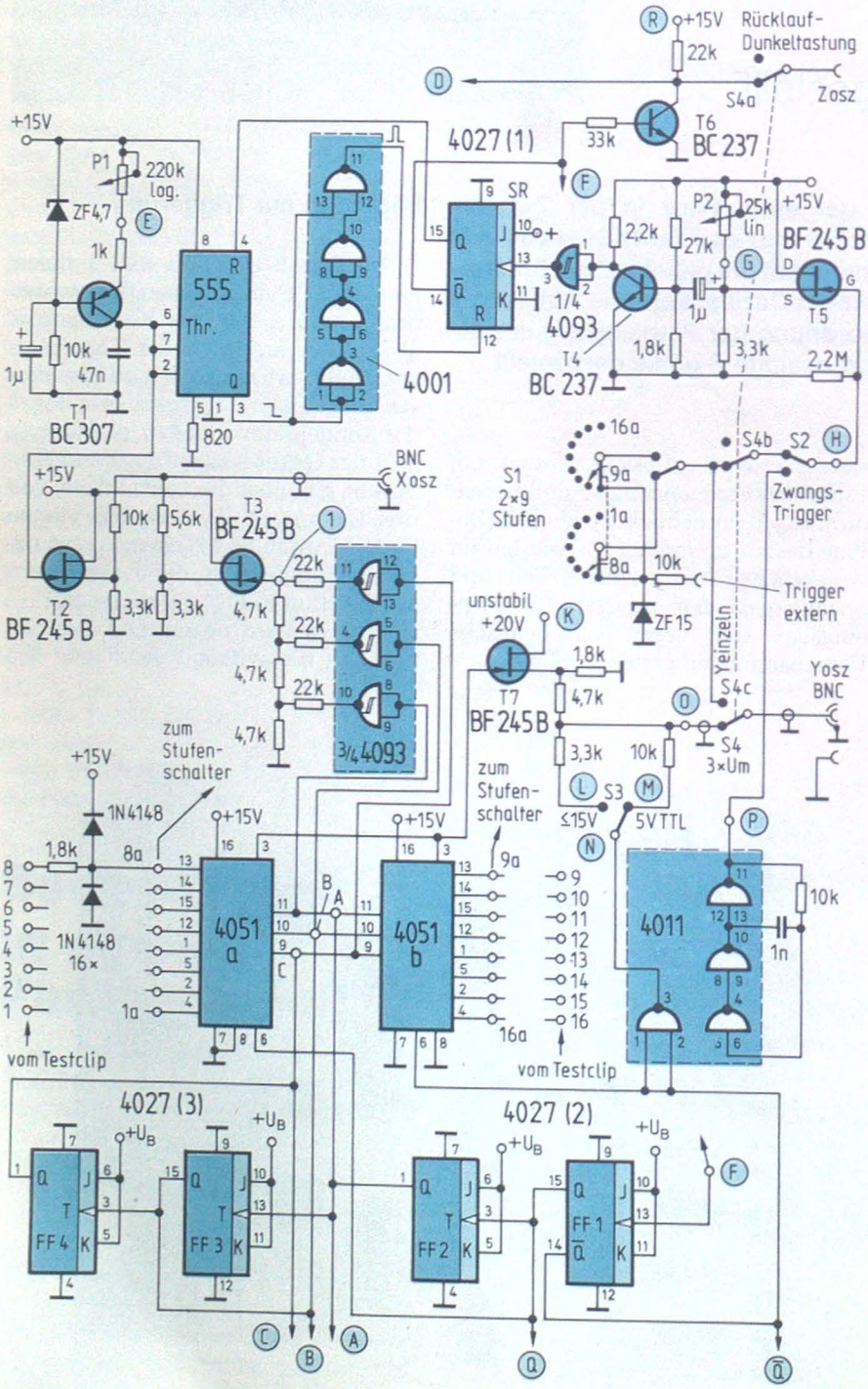


Bild 1. Schaltung für die gleichzeitige Darstellung aller analogen oder digitalen Signale von ICs (bis zu 16 Anschlüsse) auf einem Oszilloskop

Horizontalablenkung

Der Rücklauf des Sägezahns wirkt als positives Signal über den Q-Ausgang des 4027 (1) auf den Takteingang der als 4-Bit-Binärzähler geschalteten Flipflops FF 4027 (2) und (3).

Die Ausgänge A, B, C gelangen als Binärsignale an einen Digital-Analog-Umsetzer, der durch die drei Schmitt-Trigger ¾ 4093 und der angegliederten Widerstandskette eine Treppe mit acht Stufen erzeugt.

Sägezahn und Treppenspannung werden über die aus T2, T3 und den Widerständen 10 kΩ und 5,6 kΩ bestehenden Additionsstufe auf den X-Eingang des Oszilloskops geführt. Im Impulsdiagramm *Bild 2* ist der Aufbau der Horizontalspannung in Abhängigkeit vom Takt dargestellt.

Vertikalablenkung

Die beiden Analogmultiplexer 4051 a und 4051 b selektieren die Eingangsspannungen vom Testclip kommend über die Binärzustände ABC der FF-Zählgruppe. Dabei kommt abwechselnd jeweils nur der Eingang mit L am Inhibiteingang zum Ausgang (Pin 3). Die Inhibiteingänge der beiden Multiplexer werden von den Ausgängen Q und $\overline{Q}$ des ersten FF der Zählgruppe bestimmt.

Welches Signal nun auf der oberen bzw. unteren Reihe auf dem Bildschirm plaziert wird, unterscheidet ein NAND-Gatter (¼ 4011), das mit den Inhibit-Eingängen umgeschaltet wird. Der Ausgang dieses Gatters wird über den Umschalter S3 und die Additionswiderstände 3,3 kΩ bzw. 10 kΩ mit dem – über T7 verstärkten – selektierten Ausgang der Multiplexer 4051 a und b verbunden. Schalter und Widerstände dienen der Anpassung des Oszilloskops an die Versorgungsspannung des zu prüfenden ICs.

Dunkeltastung nicht belegter Anschlüsse

Da nicht belegte Pins kein definiertes Potential annehmen, oder wenn bestimmte Pins aus anderen Gründen nicht beobachtet werden sollen, können diese über den jeweils zugeordneten Drucktaster T dunkelgesteuert werden (*Bild 3*). Diese Drucktaster setzen 16 Flipflops (je ½ 4011). Für die Rücksetzung ist ein gemeinsamer Taster T1 vorhanden.

Zwei Dezimalzähler werden über den FF-Ausgang Q bzw. $\overline{Q}$ von ½ 4027 (2) getaktet (Bild 1). Rückgesetzt werden die Zähler durch einen positiven Nadelimpuls, der über vier Gatter (4001) beim Sprung von H auf L am Eingang erzeugt wird. L-Zustand erhält der Eingang nur, wenn alle drei Eingangspegel A, B und C L-Zustand annehmen. Beim 15. Sägezahnrücklauf ist dies der Fall und wiederholt sich dann bei jedem 16. Impuls (siehe Impulsdiagramm Bild 2).

Sind nun die Ausgänge des Dezimalzählers, des Taktes und des jeweiligen Taster-FF gleichzeitig auf H, so ist die Bedingung für Dunkeltastung erfüllt. Die Diodenlogik liefert der Basis des Ausgangstransistors T8 Strom zur Durchsteuerung. Der Kollektor dieses Transistors (Punkt D in Bild 3) ist mit dem Kollektor des Transistor T6 (Punkt D in Bild 1) parallel geschaltet.

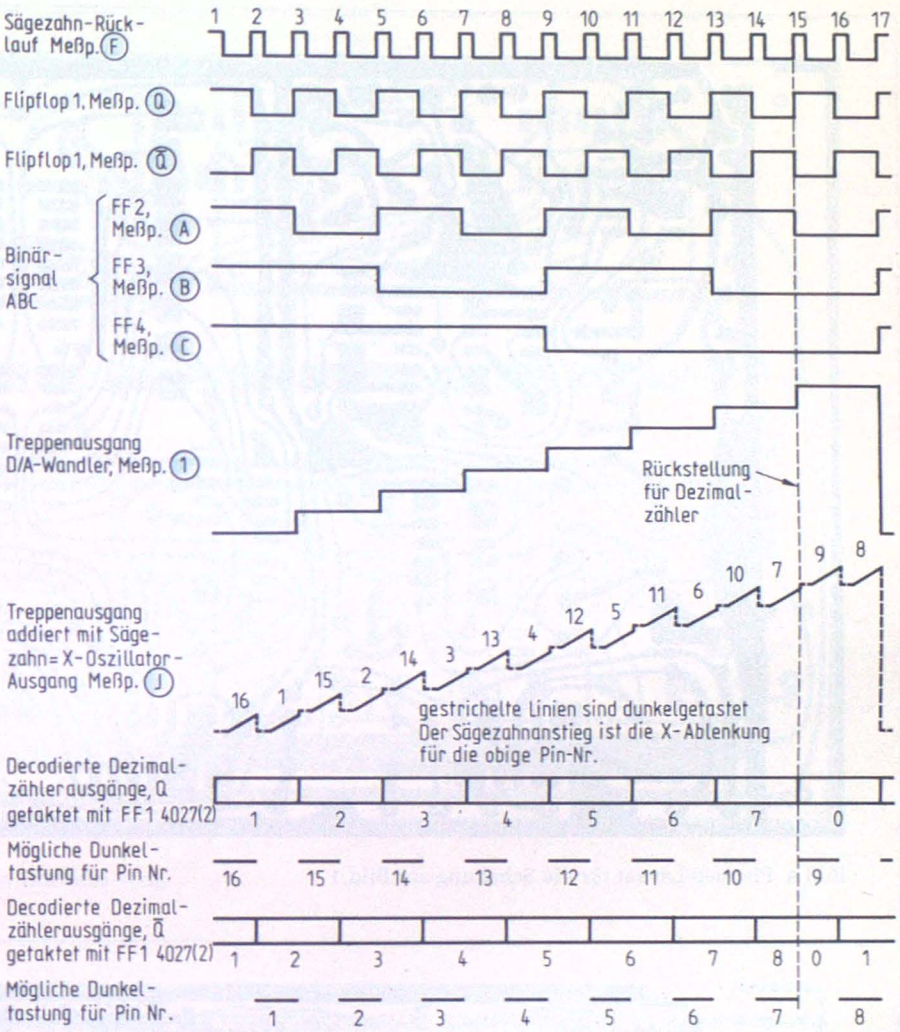


Bild 2. Impulsdiagramm der wichtigsten Meßpunkte. Wegen der besseren Übersicht werden alle Dezimalzähler-Ausgänge auf die gleiche Nullinie gezeichnet

Nachbausicherheit durch Platinen-Layout

Der Aufbau erfolgt auf zwei Platinen im Europa-Format. *Bild 4* enthält die Bauteile der Schaltung von Bild 1; den zugehörigen Bestückungsplan zeigt das *Bild 5*.

Die Logik für die Dunkeltastung aus Bild 3 wird auf der Platine nach *Bild 6* aufgebaut. Den zugehörigen Bestükkungsplan zeigt *Bild 7*.

Auf dieser Platine ist der Spannungsregler für die 15-V-Versorgung der ganzen Schaltung eingeplant. Er wird mit einer ungeregelten Spannung von ca. 20 V gespeist, die auch dem Drain des T7 (Bild 1, Punkt K) zugeführt wird. Der gesamte Stromverbrauch beträgt etwa 50 mA.

Die Signal-Zuleitungen sind zwei achtadrige Flachbandkabel von etwa 50 cm Länge mit angelötetem Testclip. Auf möglichst kurze Zuleitungen im Blechgehäuse (ca. 200 mm × 160 mm × 90 mm) zur Platine bzw. zum Stufenschalter ist zu achten.

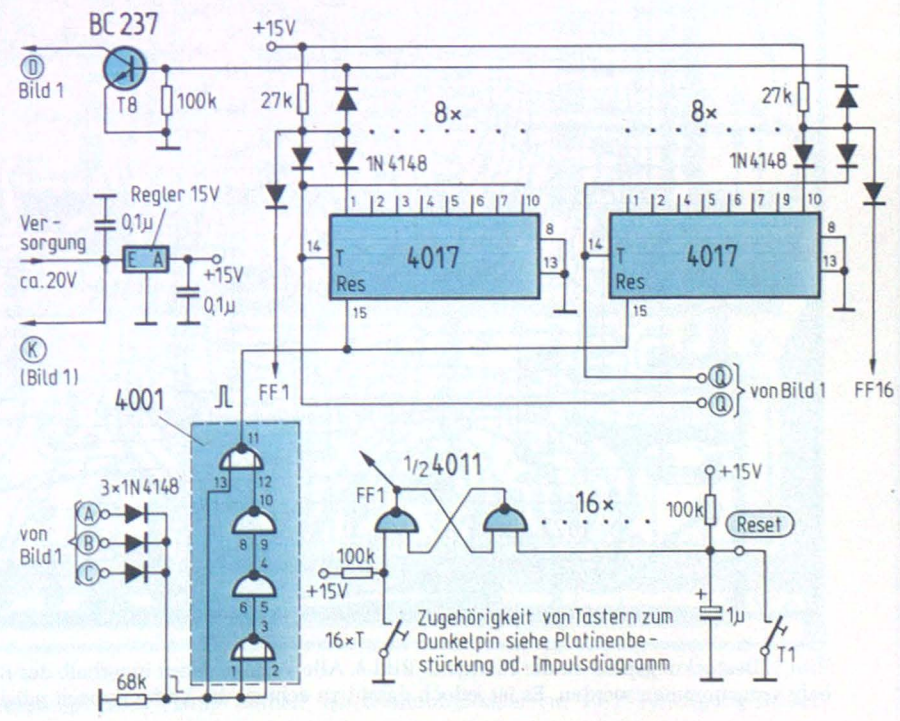


Bild 3. Schaltung für die Logik der Dunkeltastung

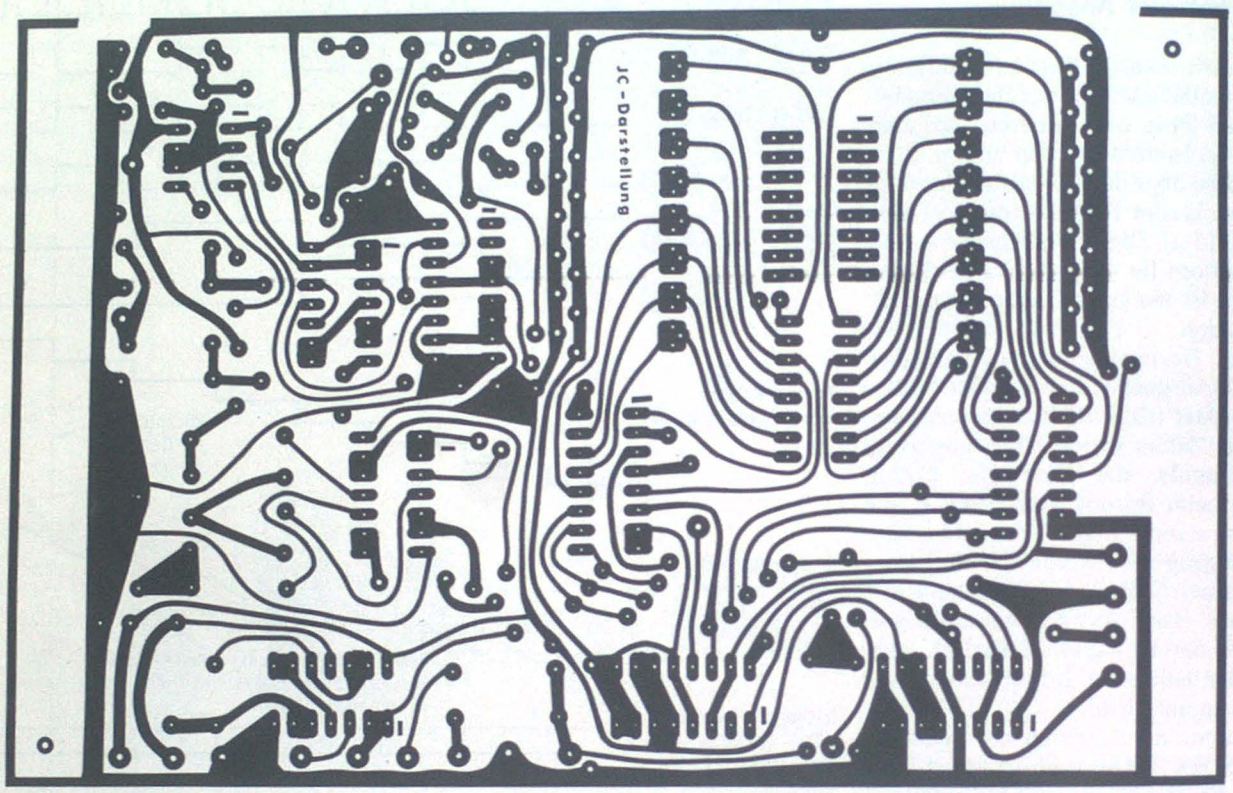


Bild 4. Platinen-Layout für die Schaltung aus Bild 1

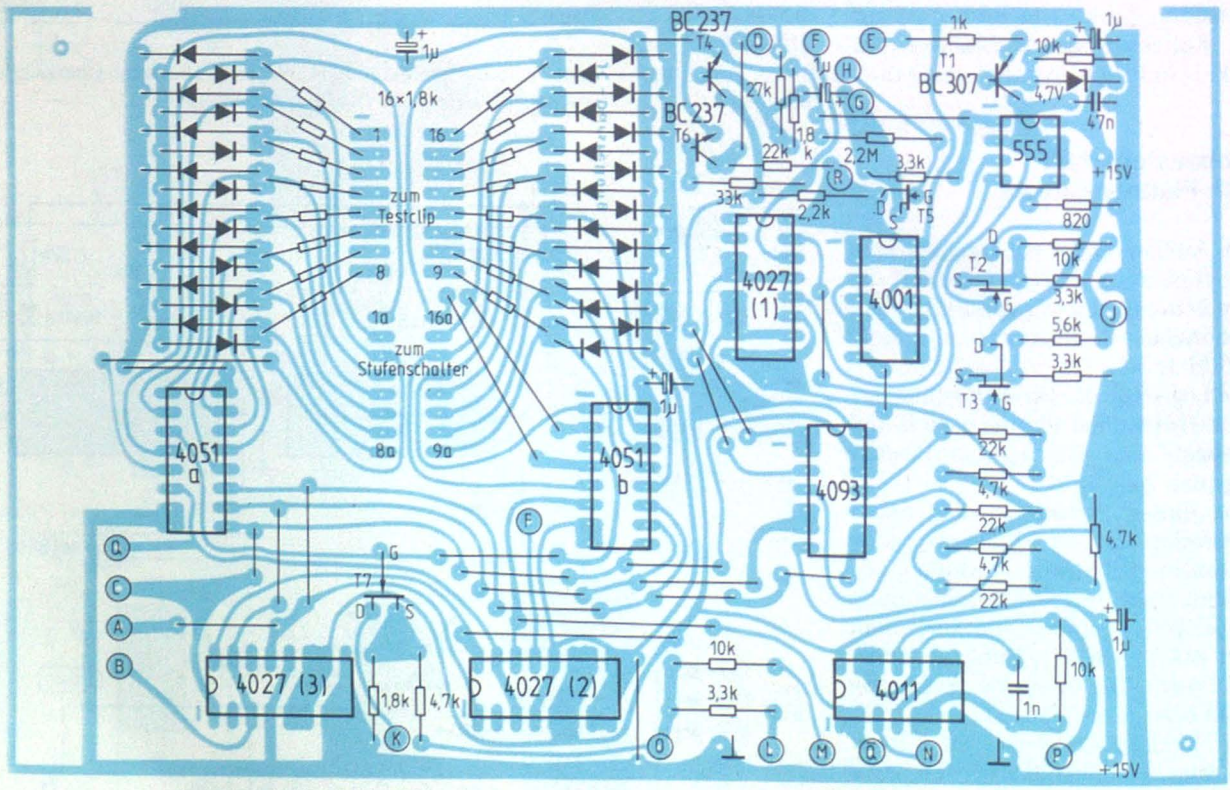


Bild 5. Bestückungsplan zu der Platine in Bild 4. Alle Verbindungen innerhalb des Blechgehäuses können mit Flachbandkabeln vorgenommen werden. Es ist jedoch darauf zu achten, die Verbindungen möglichst kurz zu halten

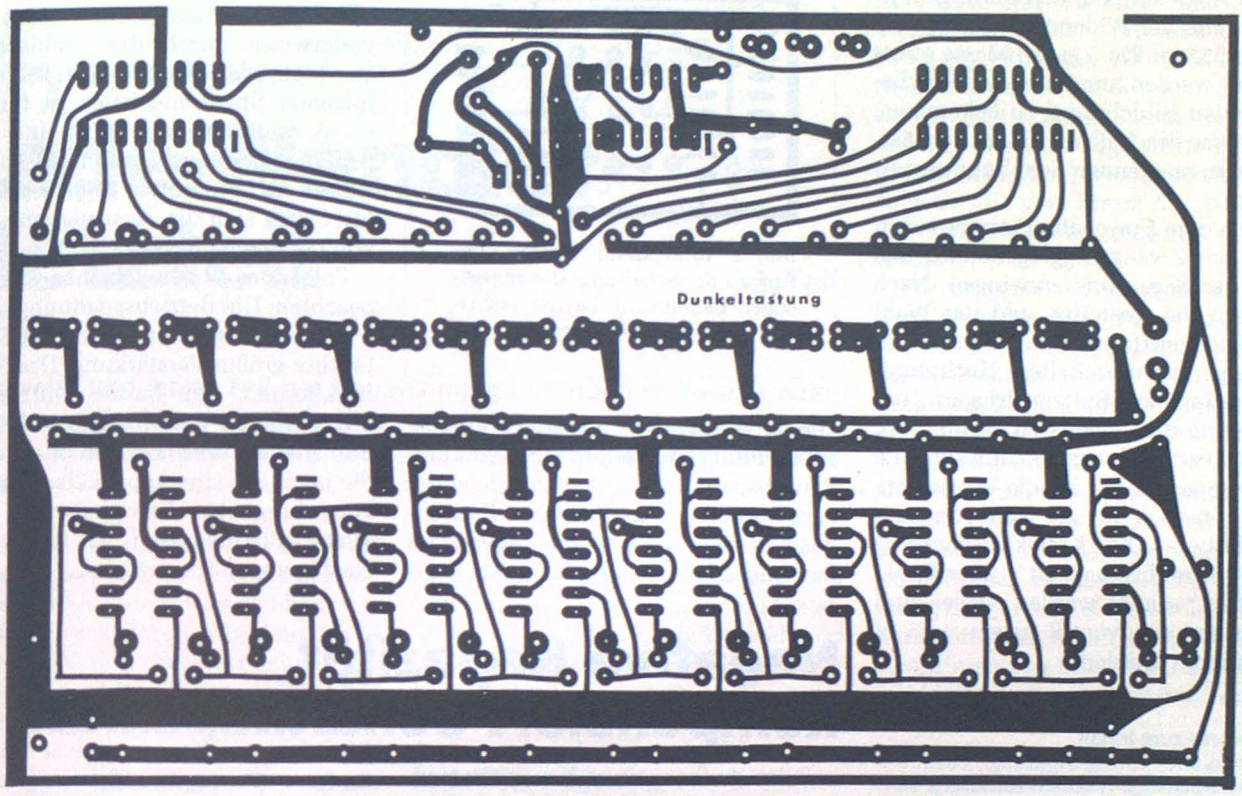


Bild 6. Platinen-Layout für die Logik der Dunkeltastung

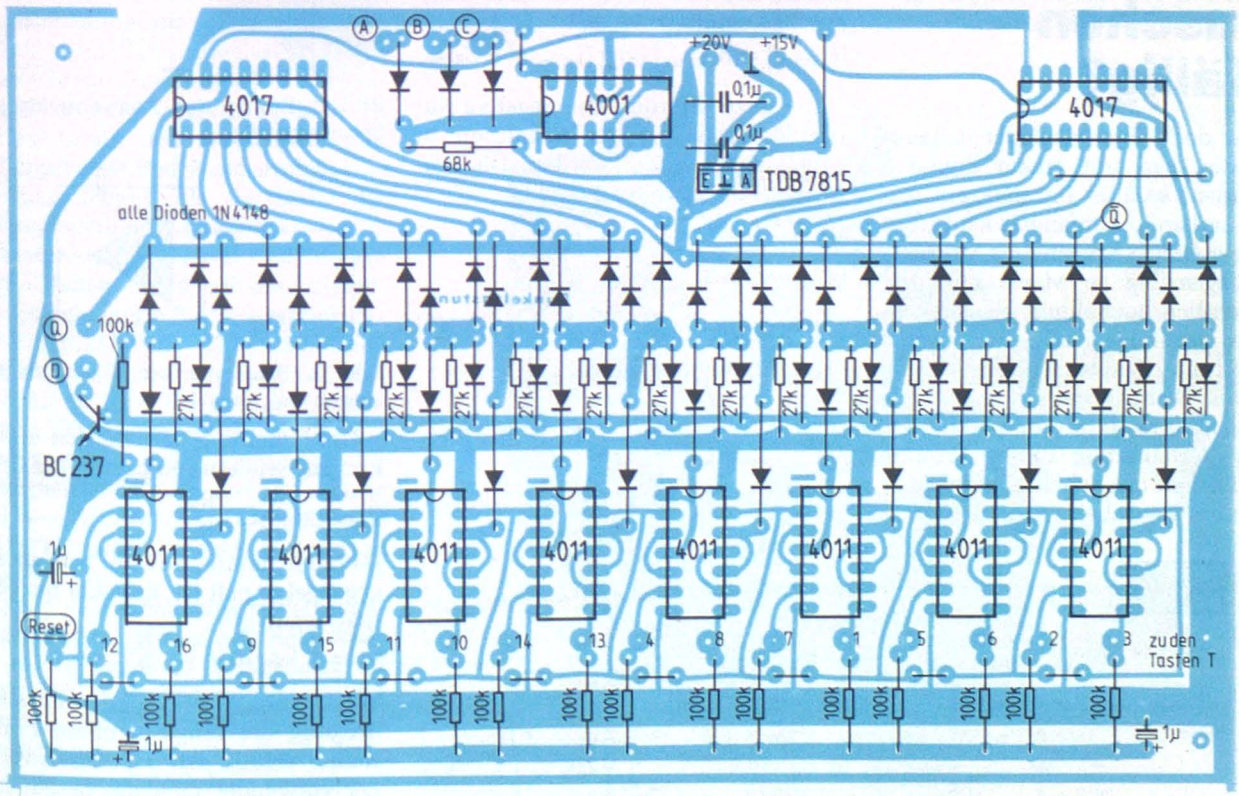


Bild 7. Bestückungsplan für die Dunkeltastung. Diese Platine enthält den Spannungsregler zur 15-V-Versorgung beider Platinen

Ein Abgleich muß nicht erfolgen, jedoch kann der Widerstand 820 Ω vom Timer 555 an Pin 5 gegen Masse etwas variiert werden, um einen anderen horizontalen Bildabstand zu bekommen. Die Masse des Aufbaus ist mit der Masse der zu messenden Schaltung zu verbinden.

Nach dem Einschalten immer zuerst über den Zwangstriggergenerator den Lauf des Sägezahns erzwingen. Nach Anlegen des Testclips und der Wahl eines frequenzführenden Pins auf echte Triggerung umschalten. Hochohmige Eingänge auf Spitzen triggern, um Dämpfung des Signals zu verhindern. Je nach verwendetem Oszilloskop sind höhere Spannungen als die Speisespannung von 15 V für die Dunkeltastung erforderlich. Die Kollektorspannung von T6 kann bis max. 30 V über Punkt R (Bild 1) erhöht werden. Dabei muß die Leiterbahn von R gegen +15 V durchtrennt werden.

Stichworte zum Inhalt
IC-Pinbelegung, Zwangstriggerung, Strahlrücklauf, Dunkeltastung, Horizontalablenkung, Vertikalverstärkung, Analogmultiplexer

Schaltungskniff:

Rauschen gefällig?

Es ist doch immer wieder erstaunlich, was man mit einem digitalen Bauelement so alles im analogen Anwendungsbereich anfangen kann: Ein einzelner CMOS-Eingang lag wechselspannungsmäßig an Masse und war versehentlich hochohmig gegengekoppelt. Im nachfolgenden Schaltungsteil entstand ein digitales Chaos, das sich dann als Breitbandrauschen mit Betriebsspannungsamplitude entpuppte.

Eine Verfeinerung dieser Erscheinung führt zu der Schaltung in *Bild 1*, die weißes Rauschen produziert, welches weit über den Hörbereich hinausgeht. Punkt A liefert eine analoge Rauschspannung mit schwankender Amplitude, wie man es von Emitter-Basisdioden oder von speziellen Rauschdioden kennt. Eine Nachverstärkung durch G2 erzeugt an Punkt B ein digitales Rauschen, welches normalerweise durch die „Schieberegister-Methode" erzeugt wird. Der nachfolgende Spannungsteiler ist für Audio-Anwendungen gedacht und kann beliebig verändert werden, sofern man G2 mit nicht mehr als 200 kΩ belastet. Mit P läßt sich die Ausgangsspannung von 0...≈ 1 V_{ss} einstellen.

Folgendes ist beim Nachbau noch zu beachten: Die Betriebsspannung ist auf +5 V festgelegt; hier haben CMOS-Gatter ihre größte Verstärkung. Das Ganze funktioniert am besten mit einem 4011. Andere Gatterbausteine bringen nur mangelhafte Ergebnisse. Achten Sie auch auf eine kapazitätsarme Auskoppelung des Rauschsignals. Eine kleine Platine *(Bild 2)* macht den Nachbau zum Kinderspiel.

Alfred Lenk

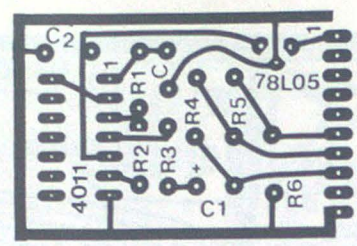


Bild 2. Eine kleine Platine zum Aufbau der Schaltung. Die angegebenen Bauteile im Layout erübrigen einen Bestückungsplan

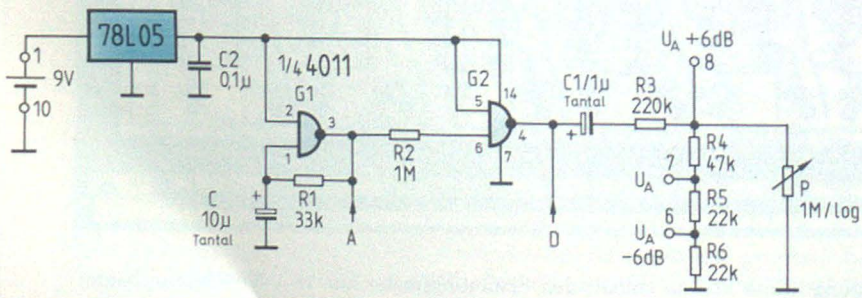


Bild 1. Zwei NAND-Gatter aus dem Baustein 4011 bilden bei dieser Beschaltung einen Rauschgenerator

Negative Kapazität kompensiert Schaltkapazität

Beim Aufbau eines Kapazitätsmeßgerätes nach der in Heft 2/79, Seite 100, vorgestellten Schaltungsidee störte der Einfluß der Schaltkapazität vor allem im 100-pF-Bereich. Mit Hilfe des in *Bild 1* dargestellten Prinzips lassen sich unerwünschte Schaltkapazitäten kompensieren, wenn gilt:

$$|C_{Schalt}| = |C_{Komp}| \text{ oder } C_{Schalt} = -C_{Komp}$$

Die dazu erforderliche negative Kapazität kann mit der Schaltung in *Bild 2* nachgebildet werden. Die mathematische Ableitung ergibt:

$$U_e = \frac{U_a \cdot R_1}{R_1 + R_2} \quad \text{da } U_e = U_N \qquad (1)$$

Wegen $I_e = I_C$ gilt:

$$I_e = \frac{U_c}{X_C} = j\omega C \cdot (U_e - U_a) \qquad (2)$$

(1) in (2) eingesetzt ergibt:

$$I_e = j\omega C \cdot \left(U_e - U_e \frac{R_1 + R_2}{R_1} \right)$$

$$= -U_e \cdot j\omega C \frac{R_2}{R_1}$$

Da $R_e = \frac{U_e}{I_e}$, ergibt sich:

$$R_e = -\frac{1}{j\omega C \cdot \frac{R_2}{R_1}}$$

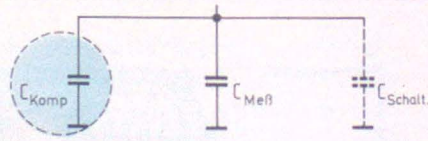


Bild 1. Prinzip zur Kompensation einer Schaltkapazität

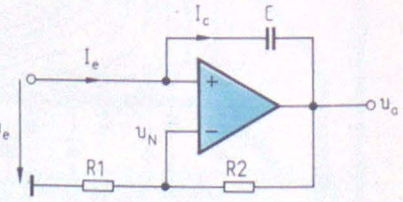


Bild 2. Schaltung zur Erzeugung einer „negativen" Kapazität

Die Schaltung verhält sich also am Eingang wie eine Kapazität der Größe

$$C_{Komp} = -C \cdot \frac{R_2}{R_1}$$

Da die Schaltung sowohl mit- als auch gegengekoppelt ist, herrscht nur Stabilität, wenn gilt

$$C_{Meß} + C_{Schalt} > C \cdot \frac{R_2}{R_1}$$

Wegen $|C_{Komp}| = |C_{Schalt}|$ ist diese Bedingung bei eingespanntem Prüfling immer erfüllt. Als Operationsverstärker verwendet man am besten einen Typ mit FET-Eingängen. Heinz Bader

Literatur

[1] *Wasinger, B.*: Einfaches Kapazitätsmeßgerät. FUNKSCHAU 1979, Heft 2, S. 100

Dipl.-Ing. Josef Becker

Lade-Wandler-Netzteil

2. Teil

Der zweite und letzte Teil der Bauanleitung gibt noch weitere Erläuterungen zur Funktion der Schaltung, gibt viele, zum Teil sehr wichtige Tips zum mechanischen Aufbau und beschreibt den Abgleich des Gerätes.

Die Streuinduktivität des Transformators äußert sich in Überspannungsspitzen nach jedem Umschalten der Zerhackertransistoren. Die Amplitude kann 100 V und mehr erreichen. Mit Hilfe von zwei RC-Gliedern (C13, C14) konnte aber eine völlig spikefreie Kurvenform erzielt werden, wie das Gerätefoto beweist. Dabei verschwand zum größten Teil auch das surrende Transformatorgeräusch.

Weitere Abweichungen von der idealen Treppenform treten in U_0 durch die im Transformator gespeicherte magnetische Energie auf. Nach dem Abschalten eines Transistorzweiges baut sie sich über die Last ab. Dabei verursacht sie einen umgekehrt gepolten Höcker in U_0 (vergleiche Bild 5). Im Leerlauf (gestrichelt gezeichnet) oder bei nur geringer Belastung erreicht dieser Rückschlagimpuls die Höhe der Ausgangsspannung; er wird durch eine Freilaufdiode D1 oder D2 auf diesen Wert geklemmt und speist die magnetische Energie in die Batterie zurück. D1 und D2 bilden im Ladebetrieb den Doppelweg-Gleichrichter; ergänzt man sie durch D3 und D4 zu einer (preiswerten) Brücke, dann läßt sich an C2 ungefähr die doppelte Spannung $2 \cdot U_A$ entnehmen. Die höhere Spannung wird benötigt für den U_v-Stabilisator (LM117T) und für den Ladestromregler.

Sobald das Gerät unter Netzspannung steht, wird über den Relaiskontakt r4 der Tansistor T8 gesperrt. T7 erhält starken Basisstrom; er schließt die stabilisierte Betriebsspannung der Wandlersteuerung kurz; alle Zerhakker-Transistoren sind dann stromlos.

Die Schaltung der variablen Hilfsquelle U_v entspricht den Hersteller-Empfehlungen. D9 und D10 schützen den integrierten Spannungsregler vor Fehlströmen bei Kurzschlüssen an Eingang oder Ausgang. Rauschen und Restbrumm in U_v erreichen im Mustergerät maximal 3 mV_{ss}, selbst während des Wechselrichterbetriebs mit 160 W Last.

Ladestromregelung

Wenn Netzspannung am Gerät anliegt, ist Transistor T11 über den Relaiskontakt r4, den Platinen-Steckerpin 5 und 4,7 kΩ eingeschaltet; der Strompfad über die LD 1 und ein zweiter über D12, den Ladestromsteller P_i, T17, T16 und T9 sind freigegeben. Demzufolge öffnet T10 den Hauptstromweg (Bild 4a). Wenn Ladestrom fließt, passiert er die Shuntstrecke x-y. Dort erzeugt er einen Spannungsabfall, den T17 (die erste Regelverstärkerstufe in Basisschaltung) wieder drosselt, sobald U_{xy} die vom Strom durch D12 in P_i erzeugte Gegenspannung U_{11-10} erreicht.

Für maximalen Ladestrom ist P_i an den linken Anschlag (Pin 9) zu drehen. Die Größe von I_{Amax} bestimmt der 2,2-kΩ-Widerstand. In der Minimalstellung von P_i (Schleifer an Pin 11) ist keine Gegenspannung wirksam. Mit P_k wird statt dessen ein konstanter Grundstrom I_k von z. B. 1 A eingestellt. Da der Strom über D12 und 2,2 kΩ praktisch der Ausgangsspannung U_A proportional ist, geht I_A bei Überlastung im gleichen Maße zurück wie U_A abnimmt: Man erhält die „fold-back-" Kennlinien von Bild 1. Im Kurzschlußfall bleibt nur noch der Grundstrom I_k übrig.

Für die Ladestromregelung wird eine relativ kleine Meßspannung $U_{xy} \leq 10\ m\Omega \cdot 10\ A = 100\ mV$ ausgenutzt. Deswegen darf die Temperaturdifferenz zwischen T14, T15 und T17 nicht zu groß werden: $\Delta T \approx 5\ °C$ ergibt bereits 10 mV Fehler, entsprechend + oder −1A im Ladestrom. Zur thermischen Entlastung von T17 wurde die Kasco-

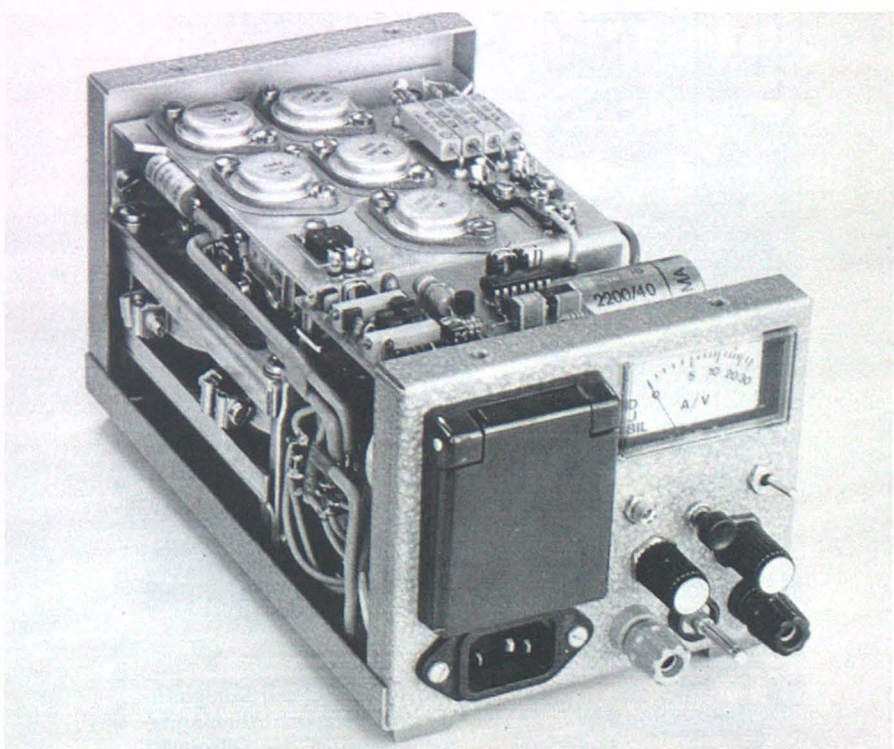


Bild 6. Bei solchem kompakten Aufbau müssen die im Text gegebenen Hinweise beachtet werden, damit keine Kühlungsprobleme entstehen

destufe T16 eingebaut. Die Ausgangsspannung wird mit Z2, P_z und T12 überwacht. Überschreitet U_A die mit P_z eingestellte Schwelle, dann sperrt T12 den Ladestromregler an der Basis von T17. C15 und C16 sichern die Stabilität der I_A-U_A-Regelung in allen ihren Betriebszuständen.

Kompakter Aufbau möglich

Die Konstruktion des Mustergerätes geht aus *Bild 6* hervor. Auf dem Boden des wannenförmigen Gehäuse-Unterteils sind, direkt hinter den Frontplatten-Bauteilen, links das Relais und rechts, senkrecht stehend, der Doppelshunt 2 · 10 mΩ montiert. Den Sokkel der Baugruppe „Leistungselektronik" bildet der Schnittbandkern-Transformator. Einer seiner Halterahmen wird um 180° gedreht, so daß hinten oben und vorn unten ein Montagefalz für das U-förmig gebogene Chassis- und Kühlblech (*Bild 7*) zur Verfügung steht.

Dabei ist darauf zu achten, daß die Anschlußklemmen der Bifilar-Wicklung (2 · 36 Wdg.) auf der linken Seite liegen; denn nur so können sie auf kürzestem Wege über Kabelschuhe mit T1...T4 verbunden werden. Dazu findet sich eine Explosionszeichnung in Bild 7. Die Masseanschlüsse dieser Transistoren bilden kurze, massiv verlötete Drahtstücke von 1,5 mm Durchmesser zu einer zentral gelegenen Klemmschraube M3. Die Rückwand des Kühlblechs ist 27,5 mm, die Vorderwand 77,5 mm lang, jeweils bis zur Innenkante gemessen.

Die fünf großen Elektrolytkondensatoren (C1 und C2) sind untereinander verlötet und mit zwei Durchführungen links (+13 V und +25 V) sowie einer Lötöse rechts an der Vorderwand des Kühlblechs befestigt. Links daneben, dicht unter der Biegekante, wird der Durchbruch für die 21polige Buchsenleiste ausgefeilt. Das Mustergerät ist ziemlich gedrängt aufgebaut; dadurch wird das Verdrahten der Frontplattenelemente unbequem.

Servicefreundlicher wäre ein stehend neben dem Transformator montiertes Chassisblech in einem größeren Gehäuse. Die thermische Stabilität ist jedoch gewährleistet: Beim Betrieb als Wechselrichter im geschlossenen Gehäuse und mit 160 W Last löste der Thermoschalter nach 17 Minuten zum ersten Mal aus; danach schaltete er im Rhythmus von jeweils etwa 3 Minuten diese Last an und ab. Die Gehäusetemperatur stabilisierte sich bei rund 40...45°C.

Fast alle Bauteile kleiner Leistung sind auf einer 66 mm x 66 mm großen Platine zusammengefaßt (*Bild 8*); den zugehörigen Bestückungsplan zeigt

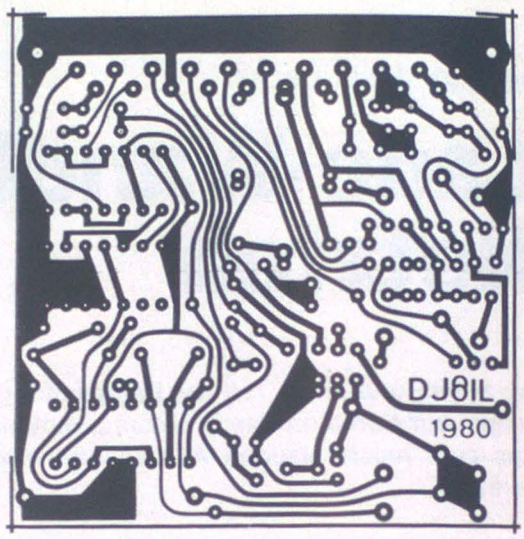


Bild 8. Auf dieser Platine werden alle Kleinleistungsbauteile untergebracht

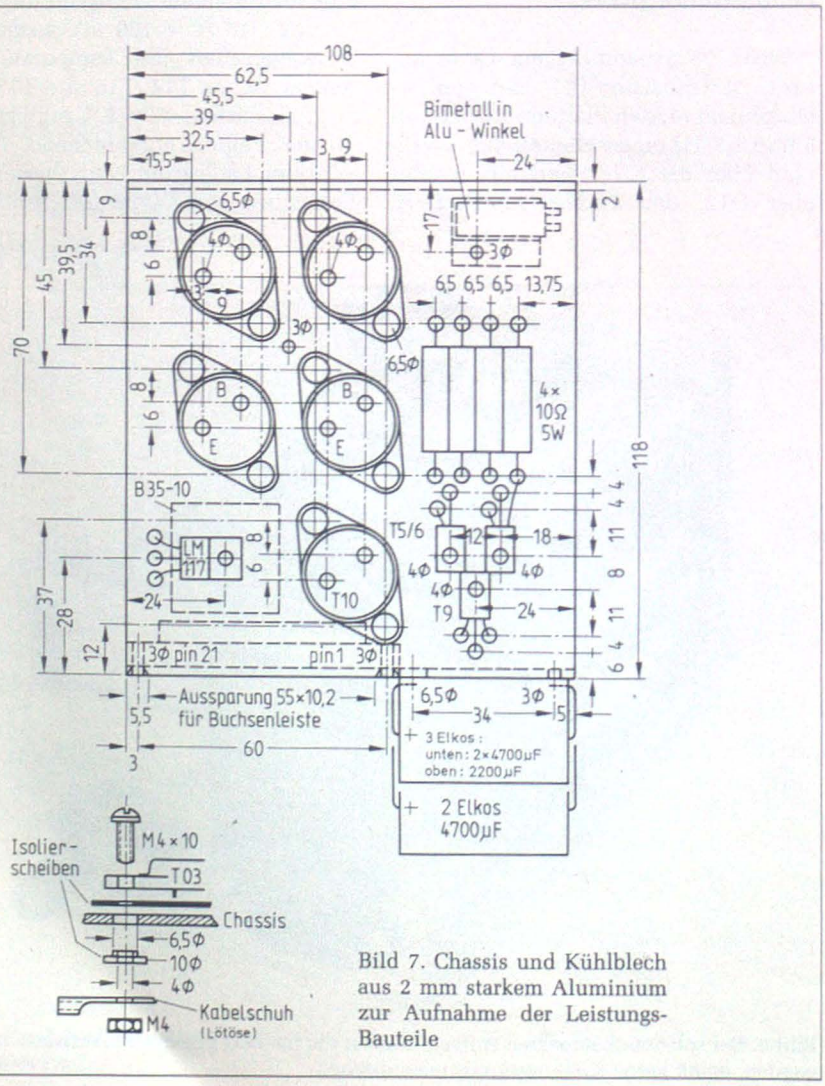


Bild 7. Chassis und Kühlblech aus 2 mm starkem Aluminium zur Aufnahme der Leistungs-Bauteile

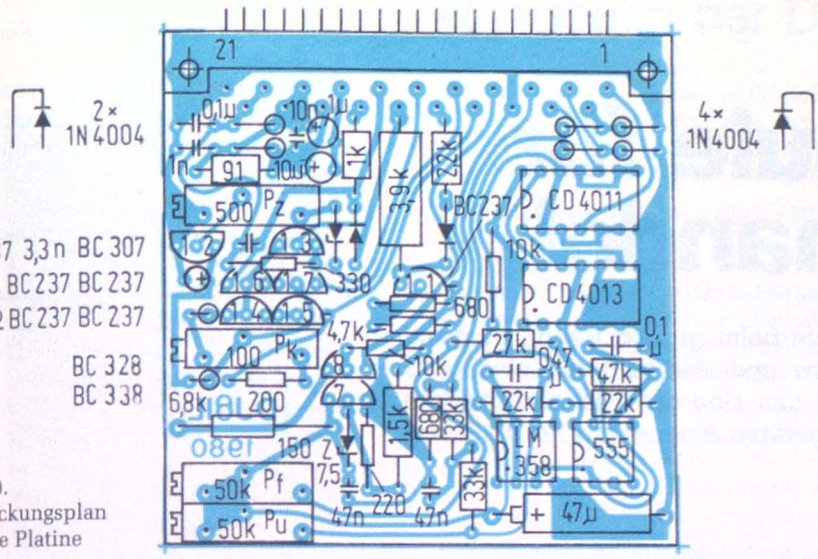


Bild 9.
Bestückungsplan für die Platine

Bild 9. Eine 21polige Steckerleiste – auf der Leiterbahnseite montiert (*Bild 10*) – stellt die Verbindung zur Leistungselektronik und zum Kabelbaum von der Frontplatte her. Damit der integrierte Stabilisator LM117T nicht schwingt, wird die linke Befestigungsschraube der Buchsenleiste als kurze Masseverbindung der Platine zum Chassisblech mitbenutzt.

Herstellung des Shunts

Aus 0,4 mm starkem Manganinblech wird ein Plättchen mit den Maßen nach Bild 4c geschnitten. Mit einer feinen Metallaubsäge schneidet man drei 31 mm lange und zwei 3 mm lange Schlitze hinein. Ein Loch von z. B. 3 mm ∅ dient zur Befestigung und als mittlerer Anschluß y (gut mit der Schraube verlöten!). Die 3 mm x 3 mm großen Laschen an den Enden werden nach vorn bzw. hinten eingerollt; so entstehen Kabelschuhe zur Aufnahme der seitlich abgehenden Drähte x und z. Auf jeder Seite wird ein „Stromdraht" (2,5 mm²) und eine dünnere Spannungsmeßleitung angelötet.

Der so fertiggestellte Shunt besitzt einen etwas zu geringen Widerstandswert. Durch Abfeilen an der Außenkante wird er, wie in Bild 4c skizziert, auf den Sollwert (2 · 10 mΩ) abgeglichen. Dazu wird ein ausgemessener 10-Ω-Hochlast-Widerstand mit dem Shunt in Reihe an den 12-V-Akkumulator angeschlossen.

Durch Vergleich der Spannungsabfälle über den Shunt-Strecken x-y und y-z mit der Spannung über dem Vorwiderstand erhält man die Widerstandswerte:

$$R_{x-y} = \frac{R_v \cdot U_{x-y}}{U_v} \quad \text{und} \quad R_{y-z} \frac{R_v \cdot U_{y-z}}{U_v}$$

Zum Abgleich vier Trimmer einstellen

Das Gerät enthält vier Trimmer; ihre Lage auf der Platine geht aus Bild 9 hervor. Bei angelegter Netzspannung wird zuerst mit P_z die Leerlaufspannung U_A auf 14,4 V gezogen. Hierbei sollte der Ladestromsteller P_i auf Maximum stehen. Dann wird der oben erwähnte 10-Ω-Widerstand an $+U_A$ angeschlossen, P_i in die Minimum-Stellung gedreht und mit P_k der „Kurzschlußstrom" 1 A eingestellt.

Jetzt wird statt des 10-Ω-Widerstandes der 12-V-Akkumulator angeschlossen, das Netzkabel entfernt und als mittlere 220-V-Last eine 60-W-Glühlampe eingesteckt. Die Wandlerfrequenz kontrolliert man am besten mit einem Zähler oder durch Vergleich mit einer netzfrequenten Spannung auf dem Oszilloskop. Geeignete Meßpunkte sind Pin 12 oder 13 des ICs CD4013.

Um die Wandler-Ausgangsspannung zu justieren, sollte ein echtes Effektivwert-Voltmeter benutzt werden. Man kann sich aber auch mit dem Vielfachinstrument und einer Fotodiode oder Solarzelle helfen: Zuerst mißt man damit den Fotostrom, den die Lampe am Netz erzeugt, und stellt dann mit P_u denselben Wert bei Wandler-Speisung ein.

Literatur

[1] Application-Note CT-113-71, TRW-Semiconductors.
[2] *Otto Schmidt:* Sprachclippen – einige Fragen, Antworten und Messungen. CQ-DL 2/1980, Seite 57 und 58.
[3] *Dipl.-Ing. Stefan Traub:* Impulsbreiten-Regler, Hewlett-Packard.

Stichworte zum Inhalt

Ladegerät für 10 A, Peak Envelope Power (PEP), Gegentakt-Oszillator, SSB-Sender, Wechselrichter, Streuinduktivität, Ladestromregelung, Shunt.

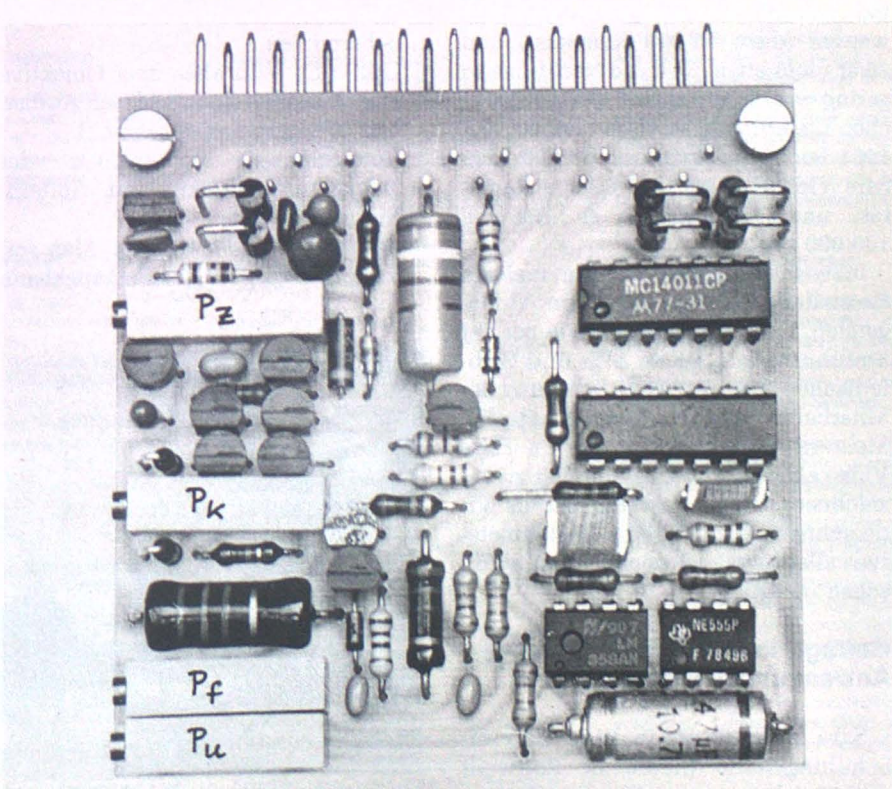


Bild 10. Fertig bestückte Platine mit montierter Steckerleiste

Jörg Rehrmann

Digitales Echo-, Hall- und Chorusgerät

Mit dieser Bauanleitung stellen wir den zweiten Preis des FUNKSCHAU-Preises 1981 der Zweiten Abteilung (Die nachbausichere Schaltung) vor. Durch das vorhandene Platinen-Layout ist die Nachbausicherheit gewährleistet; da der Aufbau des Digitalteils sehr gedrängt ist, erfordert der Nachbau jedoch Erfahrung und Sorgfalt beim Löten. Das gut durchdachte Gerät mit vielseitigen Klangeffekten genügt auch Musikfans mit hohen Ansprüchen.

Echo- und Hallgeräte sind bereits in den verschiedensten Ausführungen auf dem Markt. Meistens bilden eine Hallspirale oder ein Endlos-Magnetband das Herzstück dieser Geräte. Diese Teile haben jedoch den Nachteil, daß sie mechanisch empfindlich oder wartungsbedürftig sind. Neuerdings gewinnen jedoch elektronische Echo- bzw. Hallgeräte zunehmend an Bedeutung. Diese Geräte sind nicht nur völlig wartungsfrei und stoßunempfindlich, sondern sie haben auch den Vorteil, daß man sie selbst bauen kann.

Signalverzögerung: analog oder digital?

Zur Erzeugung eines Echos bzw. eines Halles benötigt man eine Verzögerungsleitung, in der das Nf-Signal verzögert und anschließend auf den Eingang der Verzögerungsleitung rückgekoppelt wird. Es gibt nun prinzipiell zwei Verfahren, ein Nf-Signal elektronisch zu verzögern:

1. die direkte Verzögerung des Analogsignals, z. B. durch Eimerkettenspeicher,
2. die digitale Verzögerung des von einem Analog/Digital-Wandler digitalisierten Analogsignals und die anschließende Rückgewinnung des Analogsignals aus dem Digitalsignal mit Hilfe eines Digital/Analog-Wandlers.

Letzteres hat den Vorteil, daß auch bei längeren Verzögerungsleitungen keine zusätzlichen Signalverluste entstehen. Aus diesem Grund wurde bei dem hier beschriebenen Gerät das digitale Verfahren angewandt.

Verzögerungsleitung mit Anzapfungen

Bild 1 zeigt das Blockschaltbild des Gerätes. Das Eingangssignal wird zunächst verstärkt und auf einen A/D-Wandler gegeben. Das Digitalsignal durchläuft dann eine Verzögerungsleitung mit einer Gesamtspeicherkapazität von 56 KBit. Die Verzögerungsleitung wird an drei Stellen angezapft. Drei D/A-Wandler wandeln die digitalen Informationen wieder in das ursprüngliche Signal zurück.

Die drei Signalausgänge lassen sich dann, je nach Bedarf, über die Schalter S2, S3 und S4 mischen. Durch diese Maßnahme hört sich der Nachhall natürlicher an. Das Mischsignal gelangt dann über einen Tiefpaß auf die Potentiometer P2 und P3. P2 regelt die Stärke der Rückkopplung und damit die Abklingzeit des Nachhalls. Mit P3 kann man das Lautstärkeverhältnis zwischen Originalsignal und verzögertem Signal einstellen. S1 ermöglicht eine digitale und damit verlustfreie Rückkopplung des Digitalsignals. Auf diese Weise läßt sich ein Nf-Signal beliebig lange speichern.

Die Laufzeit der Verzögerungsleitung wird durch eine Taktfrequenz bestimmt. Die Höhe der Taktfrequenz und damit die Laufzeit läßt sich mit P4 variieren. Bei einer niedrigen Taktfrequenz arbeitet das Gerät als Echogerät, während es bei einer höheren Taktfrequenz als Hallgerät geeignet ist.

Mit S5 kann man einen sehr niederfrequenten Sinusoszillator einschalten, der eine schwache Frequenzmodulation des verzögerten Nf-Signals bewirkt. Wenn man P2 auf minimale Rückkopplung zurückdreht, wird lediglich das Originalsignal mit dem ver-

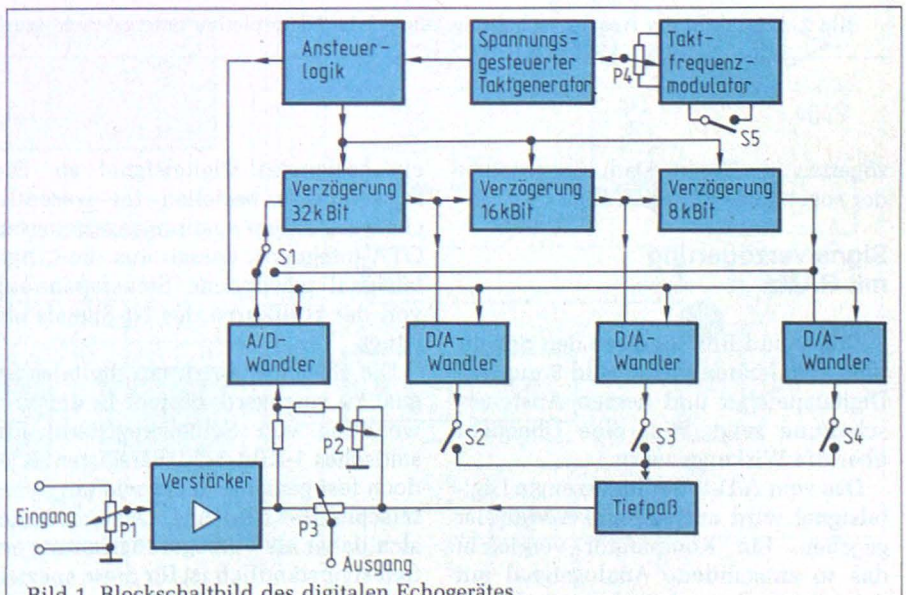


Bild 1. Blockschaltbild des digitalen Echogerätes

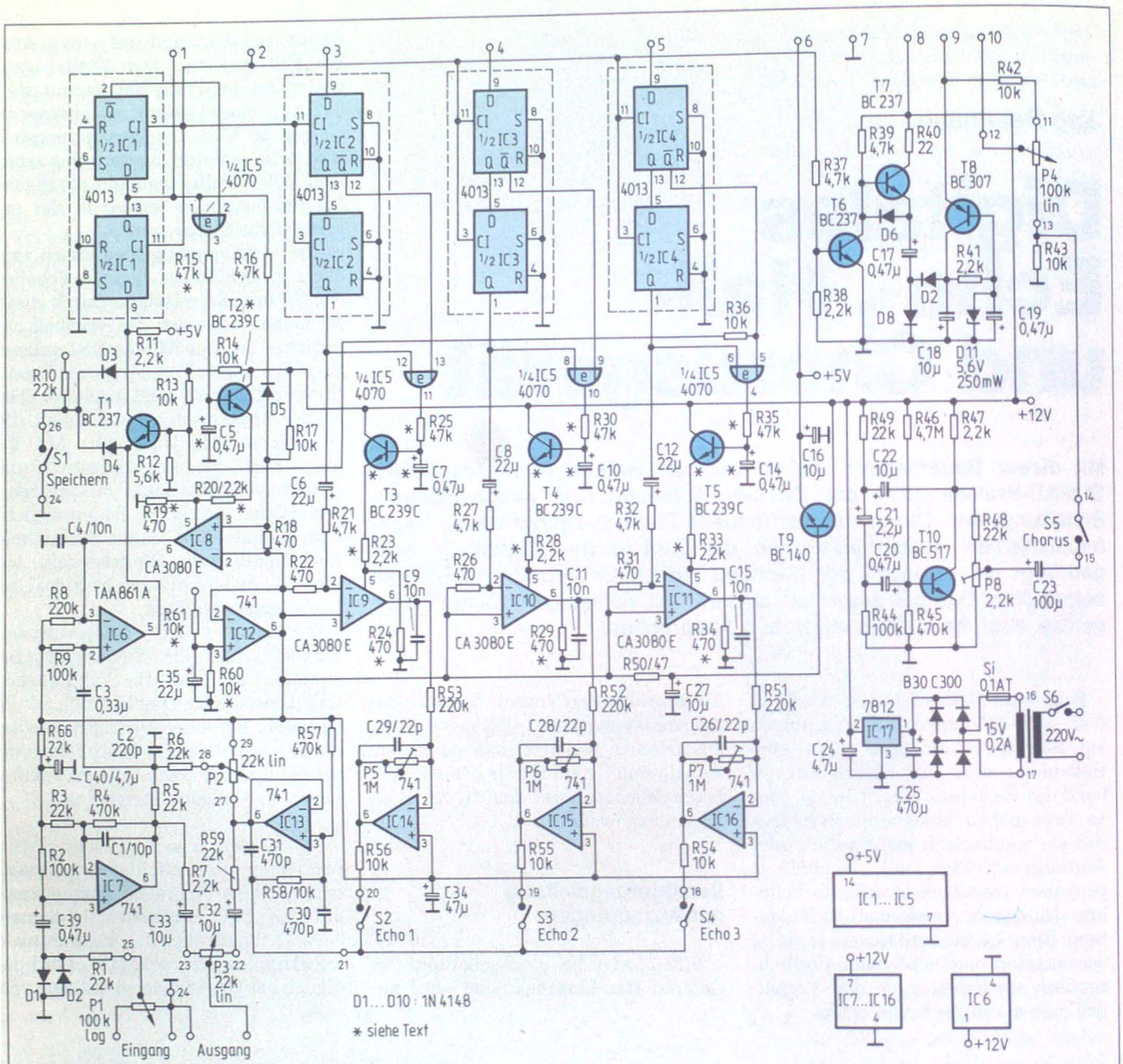


Bild 2. Schaltbild der Ansteuerschaltung, die auf der Hauptplatine untergebracht wird

zögerten überlagert. Dadurch entsteht der sogenannte Chorus-Effekt.

Signalverzögerung mit RAMs

Bild 2 und *Bild 3* zeigen den Schaltplan des Gerätes, wobei Bild 3 nur den Digitalspeicher und dessen Ansteuerschaltung zeigt. Hier eine Übersicht über die Wirkungsweise:

Das vom A/D-Wandler erzeugte Digitalsignal wird auf einen D/A-Wandler gegeben. Ein Komparator vergleicht das so entstandene Analogsignal mit dem Originalsignal und leitet daraus ein geeignetes Digitalsignal ab. Die D/A-Wandler bestehen im wesentlichen aus einem spannungsgesteuerten OTA-Integrator, dessen aus dem Digitalsignal gewonnene Steuerspannung von der Hüllkurve des Nf-Signals abhängt.

Die eleganteste Art, ein digitales Signal zu verzögern, besteht in der Verwendung von Schieberegistern. Ein statisches 1-KBit-Schieberegister ist jedoch fast genau so teuer wie ein dynamisches 16-KBit-RAM. Letzteres bietet sich daher als Verzögerungsleitung an. Selbstverständlich ist für diese spezielle Verwendung eines RAMs zusätzlicher Aufwand nötig, da eine Ansteuerung nach folgendem Schema erfolgen muß:

1. Adressierung des RAM-Speichers über Adreßzähler (2-Phasen-Adressierung);
2. Auslesen der gespeicherten Information und Weitergabe an D/A-Wandler bzw. nächsten Speicher;
3. Einschreiben der Information des A/D-Wandlers bzw. des vorhergehenden Speichers in dieselbe Speicherzelle;
4. Zählimpuls setzt Adreßzähler um eine Adresse vor;
5. wie 1. usw.

Eine Auffrischung des Speicherinhaltes des 16-KBit-RAMs geschieht in diesem Fall automatisch, sofern eine Taktfrequenz von 64 kHz nicht unterschritten wird. Aus dem Schema wird ersichtlich, daß eine auf diese Weise in den Speicher eingeschriebene Information erst nach über 16 000 Taktimpulsen wieder aus dem Speicher ausgelesen wird. Aus der minimalen Taktfrequenz von 64 kHz ergibt sich dann eine maximale Verzögerungszeit von etwa 0,25 s pro 16-KBit-RAM.

Aus Bild 3 ist ersichtlich, daß die Verzögerungsstrecke aus vier dynamischen 16-KBit-RAMs vom Typ MP 4116 besteht. Durch eine besondere Ansteuerung wirkt IC 21 nur als 8-KBit-Speicher. Diese Maßnahme ist nötig, um einen zu regelmäßigen Abstand der Anzapfungen der Verzögerungsleitungen zu verhindern.

Die Ansteuerlogik der RAMs ist recht einfach: zwei Binärzähler-ICs erzeugen die Speicheradressen, zwei Multiplexer-ICs ermöglichen die 2-Phasen-Adressierung und sechs CMOS-Inverter erzeugen die Taktfrequenz und alle für die zeitliche Ablaufsteuerung benötigten Steuerimpulse. Die Verzögerungszeiten der Inverter spielen dabei eine wesentliche Rolle.

Alle Versorgungsspannungen aus einer Trafowicklung

Die Stromversorgung übernimmt ein stabilisiertes 12-V-Netzteil. Da die Operationsverstärker symmetrisch gespeist werden müssen, erzeugt IC 12 eine Mittenspannung von +6 V, die die Masse der Operationsverstärker darstellt. Aus den +6 V erzeugt T9 die +5 V Versorgungsspannung für die Logik-ICs. Schließlich bilden T6, T7 und T8 einen DC-Wandler, der die Speisespannung der RAMs von –5 V erzeugt.

Aufbau auf zwei Platinen

Das Gerät besteht aus zwei Platinen, die über die Anschlußpunkte 1...10 verbunden sind. Die Speicherplatine ist auch ohne die Hauptplatine bei entsprechender Spannungsversorgung voll funktionsfähig; sie kann auch für andere Zwecke verwandt werden.

Jörg Rehrmann, Jahrgang 1961, Abitur im Juni 1981 an der Albert-Schweitzer-Schule in Kassel. Zur Zeit Wehrpflichtiger bei der Bundeswehr. Will nach dem Wehrdienst aufgrund seines Hauptinteressengebietes Elektrotechnik studieren.

Jörg Rehrmann hat bereits bei dem FUNKSCHAU-Preis 1977 mit einer Bauanleitung für einen Gittermuster-Generator einen Preis erhalten.

Der Aufbau des Gerätes sollte mit großer Sorgfalt vorgenommen werden. Eine nachträgliche Fehlersuche kann für den weniger Geübten ein aussichtsloses Unternehmen bedeuten. Folgende Hinweise können Fehler beim Aufbau vermeiden helfen:

- auf saubere Lötstellen achten,
- möglichst nur Bauelemente der 1. Wahl verwenden (Teile vor dem Einbau testen!),
- vor allem bei den mit einem * versehenen Bauteilen die angegebenen

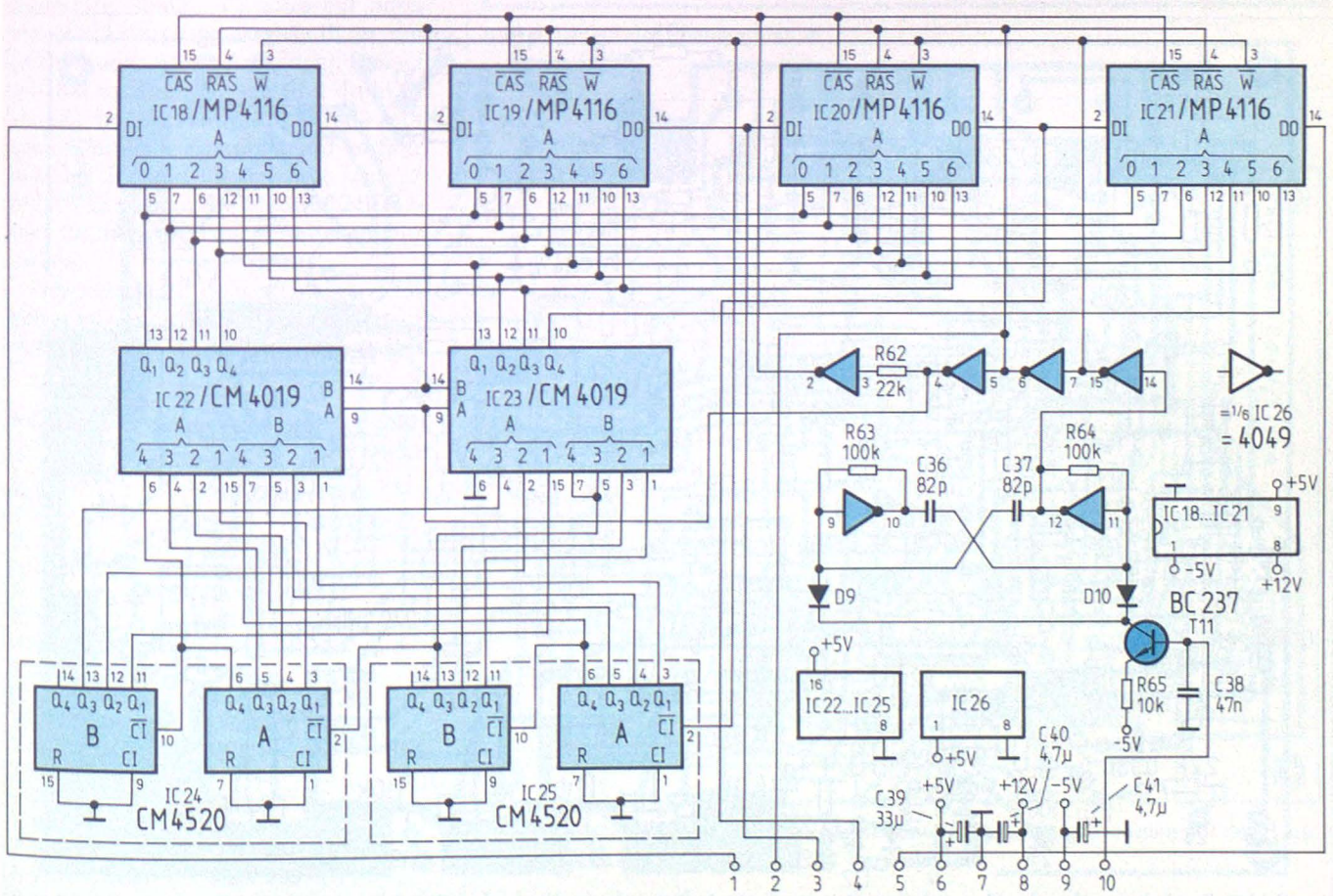


Bild 3. Schaltbild des Digitalspeichers. Er findet auf einer kleinen Zusatzplatine Platz

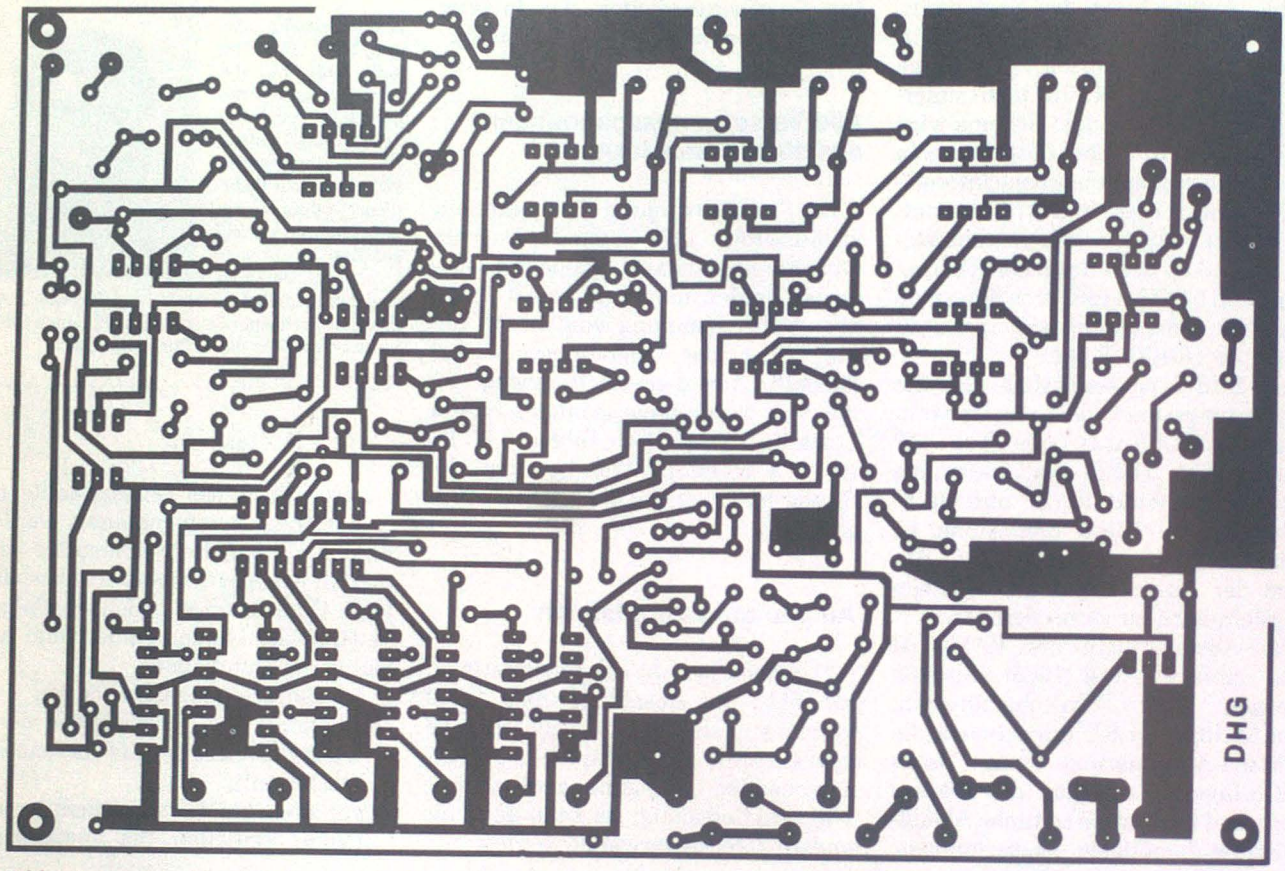


Bild 4. Layout der Hauptplatine; bei der Bestückung ist darauf zu achten, daß die Brücken unter den ICs IC1...IC4 eingelötet werden

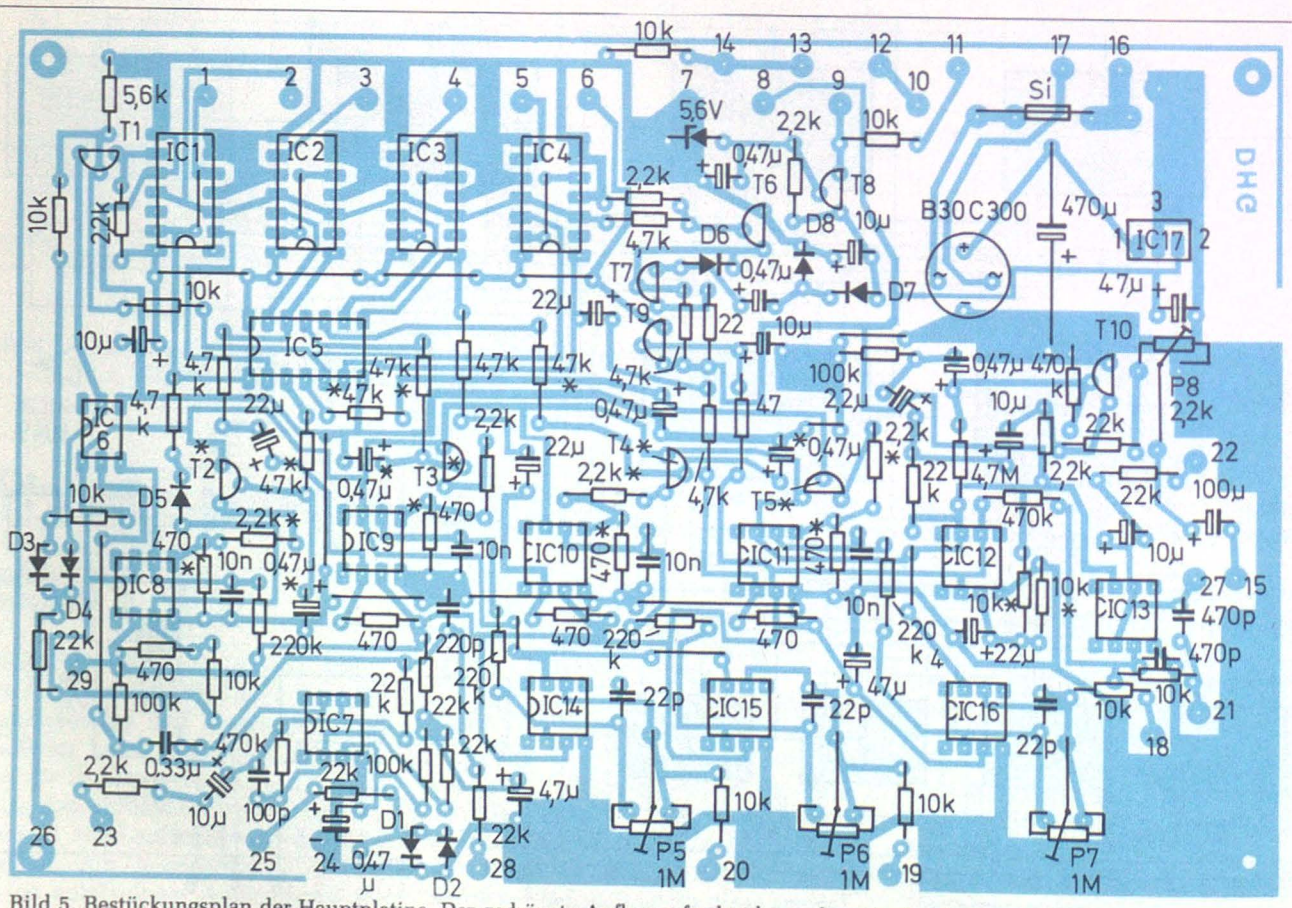


Bild 5. Bestückungsplan der Hauptplatine. Der gedrängte Aufbau erfordert besondere Sorgfalt beim Löten

Werte genau einhalten (Stückliste beachten),
- die besonderen Vorsichtsmaßnahmen beim Umgang mit CMOS-ICs beachten,
- die Dioden nicht durch stärkere Ersatztypen, z. B. 1N4001 ersetzen,
- Drahtbrücken, vor allem die unter den ICs IC1...IC4, nicht vergessen.

Da die Platine räumlich etwas gedrängt aufgebaut wird, ist die Verwendung von Miniaturbauteilen zu empfehlen. Die Verbindungsleitungen zwischen der Speicherplatine und der Hauptplatine sollten nicht länger als unbedingt nötig sein.

Da die beiden Platinen nicht sehr groß sind, läßt sich das Gerät im Vergleich zu handelsüblichen Geräten sehr klein aufbauen. Man sollte der besseren Abschirmung wegen ein kleines Stahlblechgehäuse verwenden. Die Bauteilekosten (ohne Netztrafo, Platine und Gehäuse) liegen etwa bei 150 DM.

Inbetriebnahme und Abgleich

Der Abgleich kann beginnen, wenn das Gerät betriebsbereit und an den Eingang eines Verstärkers angeschlossen ist. P3 und P4 sollten etwa in Mittelstellung stehen, P2 muß auf maximale Rückkopplung eingestellt werden (rechter oder linker Anschlag). Danach schaltet man nur S2 ein und dreht P5 so, daß die Rückkopplung gerade selbständig eintritt. Entsprechend verfährt man bei S3 und P6 bzw. S4 und P7. Mit P8 kann man die Modulationstiefe der Taktfrequenz nach Belieben einstellen.

Hörproben mit dem Mustergerät haben ergeben, daß sich dieses Echogerät durchaus mit industriell gefertigten Geräten messen lassen kann. Tonqualität und Rauschpegel hängen bei diesem Gerät von der Taktfrequenz und dem Eingangssignalpegel ab. Die maximale Verzögerungszeit beträgt etwa 1 Sekunde.

Stückliste für die verwendeten Halbleiter

IC 1...IC 4	4013
IC 5	4070 oder 4030
IC 6	TAA 861 A
IC 7, IC 12...IC 16	741 (DIP)
IC 8...IC 11	CA 3080 E
IC 17	7812
IC 18...IC 21	MP4116 oder MP4716AP
IC 22, IC 23	4019
IC 24, IC 25	4520
IC 26	4049
T 1, T 6, T 7, T 11	BC 237
T 2...T 5	BC 239C oder BC 109C
T 8	BC 307
T 9	BC 140
T 10	BC 517
D 1...D 10	1N4148
D 11 (Z-Diode)	5,6 V/250 mW
Gleichrichter	B30C300

Stichworte zum Inhalt

Klangeffekt, Verzögerungsleitung, Nachhall, Adreßzähler, Rückkopplung, Verzögerungszeit.

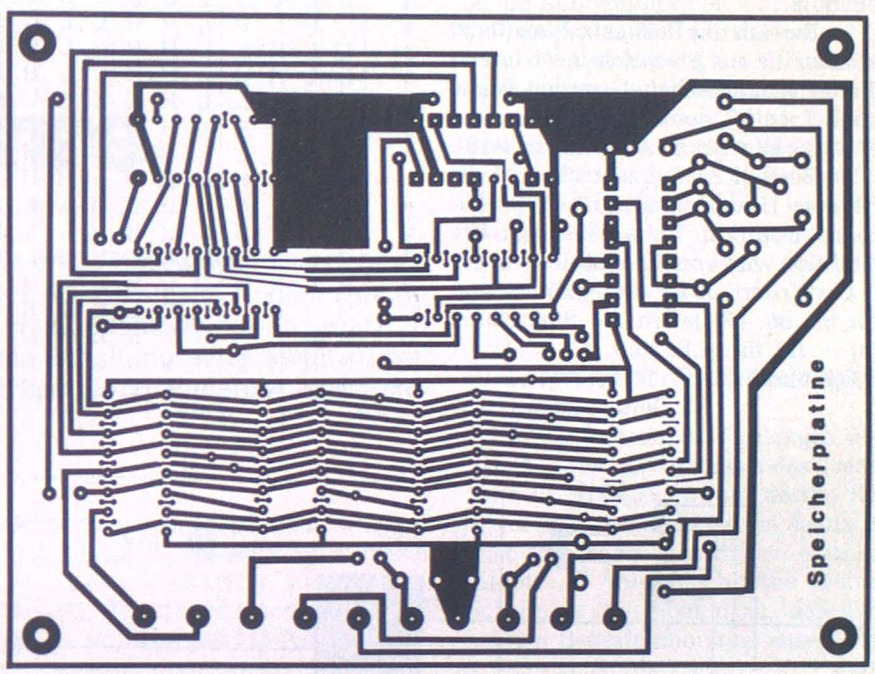


Bild 6. Layout der Speicherplatine

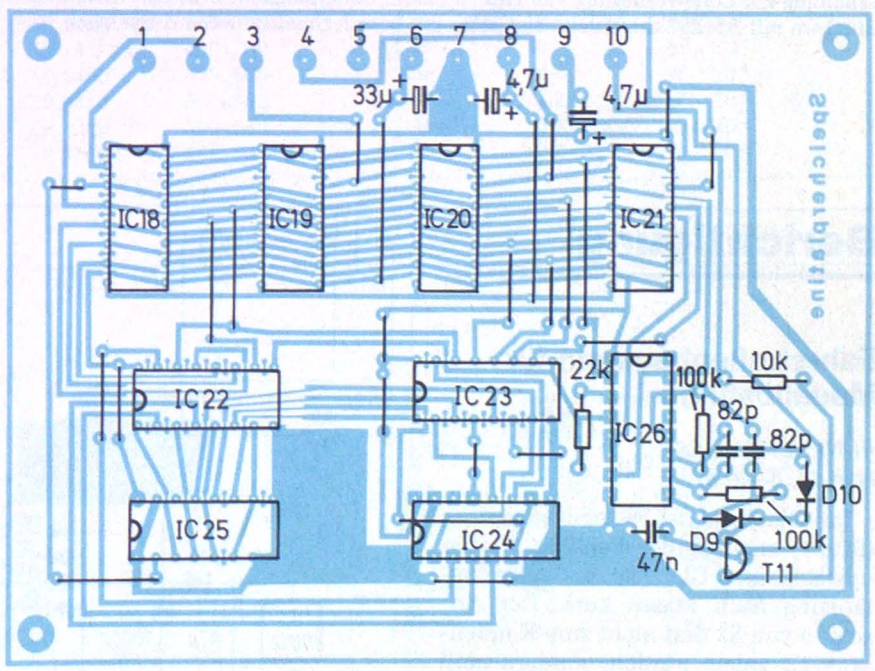


Bild 7. Bestückungsplan der Speicherplatine. Die Punkte 1...10 werden mit der Hauptplatine verbunden

Codewandler Hex-ASCII

Die hier dargestellte Schaltung (*Bild*) ermöglicht den Anschluß von Geräten mit hexadezimalcodiertem Ausgang an alphanumerische Anzeigeeinheiten und Drucker mit ASCII-Schnittstelle. Für die Schaltung werden nur zwei ICs benötigt.

Im Bereich der Dezimalzahlen (0...9) können die vier Signalleitungen unverändert durchgeschaltet werden (siehe auch *Tabelle*), denn:
b1 ≙ (1); b2 ≙ (2); b3 ≙ (4) und b4 ≙ (8).

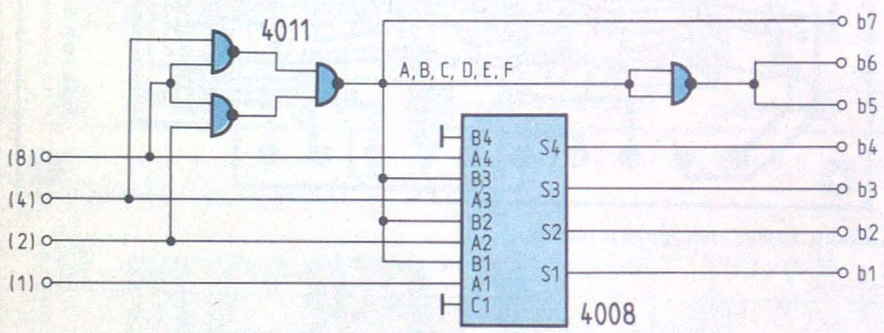
Im Bereich A...F entsprechen b1 bis b4 dem Hexadezimalwert +7 (rollierende Addition, ohne Übertrag). Die Addition wird vom IC 4008 ausgeführt.

Das Kriterium für die Addition und für b5, b6, b7 liefern die Binärwerte: (8) + (2) für A,B; und (8) + (4) für C,D,E und F.

Heinz-Jürgen Harde

Tabelle: Zusammenhang zwischen Hex- und ASCII-Code

Zeichen	Hex-Code				ASCII-Code						
	(8)	(4)	(2)	(1)	b7	b6	b5	b4	b3	b2	b1
0	L	L	L	L	L	H	H	L	L	L	L
1	L	L	L	H	L	H	H	L	L	L	H
2	L	L	H	L	L	H	H	L	L	H	L
3	L	L	H	H	L	H	H	L	L	H	H
4	L	H	L	L	L	H	H	L	H	L	L
5	L	H	L	H	L	H	H	L	H	L	H
6	L	H	H	L	L	H	H	L	H	H	L
7	L	H	H	H	L	H	H	L	H	H	H
8	H	L	L	L	L	H	H	H	L	L	L
9	H	L	L	H	L	H	H	H	L	L	H
A	H	L	H	L	H	L	L	L	L	L	H
B	H	L	H	H	H	L	L	L	L	H	L
C	H	H	L	L	H	L	L	L	L	H	H
D	H	H	L	H	H	L	L	L	H	L	L
E	H	H	H	L	H	L	L	L	H	L	H
F	H	H	H	H	H	L	L	L	H	H	L



Schaltung zur Code-Wandlung von Hex in ASCII. Sie ermöglicht z. B. den Anschluß von Druckern mit ASCII-Schnittstelle an Geräte mit hexadezimalcodierten Ausgängen

Hf-Eingangsstufe

Moderne UKW-Eingangsstufen werden bekanntlich auf Grund der guten Eigenschaften mit Dual-Gate-MOSFETs aufgebaut. Um aber allen Anforderungen und Anwendungsfällen gerecht werden zu können, mußten jeweils spezielle Schaltungsprinzipien zum Einsatz kommen. Das ist z. B. bei der Verwirklichung des vollen Regelbereiches von 45...50 dB bei kleiner Betriebsspannung der Fall (*Bild 1*).

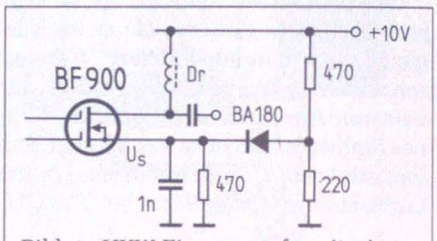


Bild 1. UKW-Eingangsstufe mit einem Dual-Gate-MOSFET

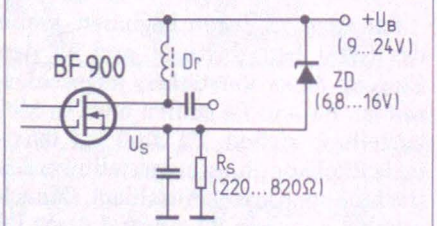


Bild 2. Modifizierte Eingangsschaltung mit großem Regelbereich und weitem Versorgungsspannungs-Bereich

Die Schaltung in *Bild 2* ist für kleine (9 V) und große (24 V) Betriebsspannungen gleichermaßen anwendbar, wobei die Stromaufnahme geringer ist. Auch die notwendige Stabilisierung der Source-Spannung erfolgt mit besserem Ergebnis.

Unterhalb des Regelbeginns ist die Z-Diode unwirksam, da U_S geringfügig größer als $U_B - U_{ZD}$ ist. Wenn U_S bei einsetzender Regelung den Wert $U_B - U_{ZD}$ unterschreiten würde, fließt ein I_{ZD} und hält U_S auf dem Wert $U_B - U_{ZD}$ konstant. Dabei ändert sich die gesamte Stromaufnahme der Vorstufe nur wenig. Die Wahl der entsprechenden Z-Diode dürfte keine Schwierigkeiten bereiten:
$U_{ZD} = U_B - U_S$.

Eine stabile U_B ist von Vorteil. Die beschriebene Schaltung arbeitet zur vollen Zufriedenheit in einem hochwertigen UKW-Tuner.

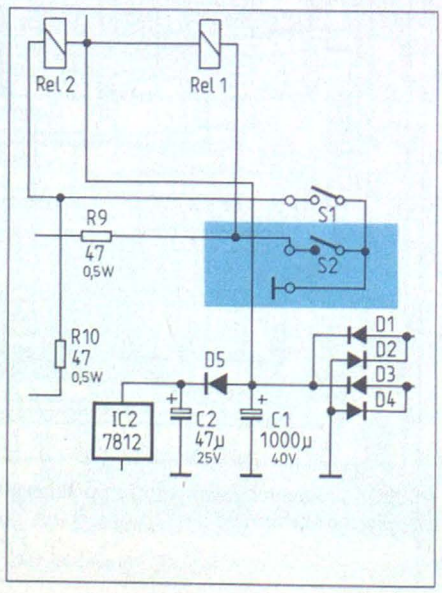
C.-Christoph Gintaut

Berichtigung

Fahrstraßenbaustein für Modellbahnen

FUNKSCHAU 1981, Heft 15, Seite 87

Im Schaltbild der Weichensteuerung (Bild 1) schließt der Schalter S2 die unstabilisierte Gleichspannung bei Betätigung nach Masse kurz. Der Anschluß von S2 darf nicht zum Kondensator C1 gelegt werden, sondern muß zwischen R9 und der Spule von Relais 1 angeschlossen werden, damit die Weiche von Hand betätigt werden kann.



Dipl.-Phys. Volker Kindt

Hochspannungs-generator für Zählrohre

Für Hobbyelektroniker ist es meist mit erhöhtem Aufwand verbunden, aus einer Batteriespannung von 9...12 V eine stabile Hochspannung von mehr als 375 V für den Betrieb eines Geiger-Müller-Zählrohrs zu erzeugen. Das führte zu der folgenden Schaltung eines stabilisierten Hochspannungsgenerators mit niedriger Stromaufnahme aus Standard-Bauteilen.

Der Timer-Schaltkreis 555 dient hier als astabiler Multivibrator mit einer Frequenz von etwa 2,5 kHz. Mit diesem Rechtecksignal aus dem recht niederohmigen Ausgang des 555 wird der Transformator auf der 6-V-Seite gespeist, so daß auf der 220-V-Seite eine Wechselspannung U_{eff} von etwa 100 V zur Verfügung steht (*Bild 1*).

Hochspannung durch Kaskadenschaltung

Diese Wechselspannung wird in der anschließenden Kaskade gleichgerichtet und vervielfacht. Ein Teil der so entstandenen Hochspannung wird mit Hilfe eines Spannungsteilers (bestehend aus 5 × 10 MΩ + 100 kΩ) dazu benutzt, den Transistor BC 547 B bei einer – mit dem 100-kΩ-Potentiometer einstellbaren – Spannung durchzusteuern. Damit wird das Laden des frequenzbestimmenden Kondensators am Timer-IC verhindert und die Rechteckschwingung so lange unterbrochen, bis die Hochspannung unter den eingestellten Wert gesunken ist. Die so erzeugte Hochspannung wird über einen Widerstand von 10 MΩ, zu dem parallel ein Kondensator von 1 pF liegt, auf die Anode des Zählrohrs gelegt.

Da die Beschaffung eines Zählrohrs zu Schwierigkeiten führen kann, sind in der *Tabelle* einige Typen mit den wichtigsten Daten für den Betrieb aufgeführt. Der Verfasser konnte den Typ ZP 1431 direkt bei Valvo, Hamburg, beziehen. Je nach Typ schwanken die Preise erheblich (etwa zwischen 60 DM und 220 DM).

Auswertung der Zählrohrimpulse

Die Zählrohrimpulse gelangen über das RC-Glied auf die Basis des Transistors BC 517 (*Bild 2*), an dessen Kollektor negative Impulse im Lautsprecher zu einem deutlichen Knacken führen. Es folgt noch eine weitere Schaltung. Sie dient dazu, daß auch bei (zur Batterieschonung) ausgeschal-

Tabelle einiger Zählrohrtypen mit den wichtigsten Betriebsdaten

Typ	U/V	R1/kΩ	R2/MΩ	Empfindlichkeit/$R/_h$
ZP 1430	450–700	220	10	$\alpha\beta\gamma$ 10^{-4}
ZP 1410	450–700	220	10	$\alpha\beta\gamma$ 10^{-4}
ZP 1400	400–600	220	10	$\gamma\beta$ 10^{-4}
ZP 1310	500–650	56	2,2	$\gamma\beta$ 10^{-3}
ZP 1320	500–650	100	4,7	$\gamma\beta$ 10^{-3}
ZP 1300	500–600	47	2,2	$\gamma\beta$ 10^{-2}

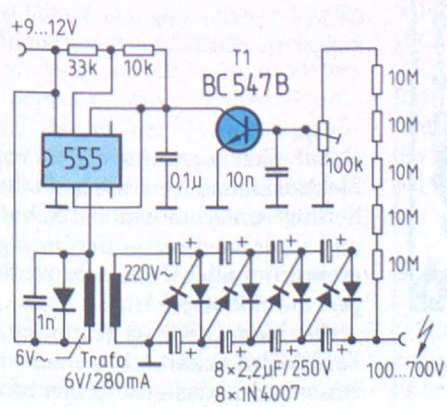


Bild 1. Hochspannungsgenerator für eine stabile, einstellbare Spannung von 100...700 V

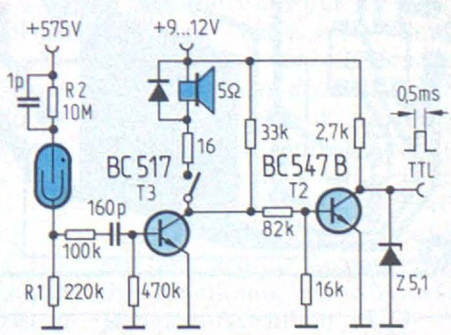


Bild 2. Abhörverstärker für ein Zählrohr

tetem Lautsprecher TTL-Impulse für einen nachgeschalteten Zähler oder Integrator zur Verfügung stehen.

Der Aufbau kann auf einer Lochrasterplatte oder nach dem Layout in *Bild 3* auf einer Platine erfolgen. Für die Dioden sind Typen mit der erforderlichen Spannungsfestigkeit zu wählen, z. B. 1N4007. Den Bestückungsplan zeigt *Bild 4*.

Stichworte zum Inhalt
Stabile Hochspannung, Kaskadenschaltung, Geiger-Müller-Zähler, ZP 1431.

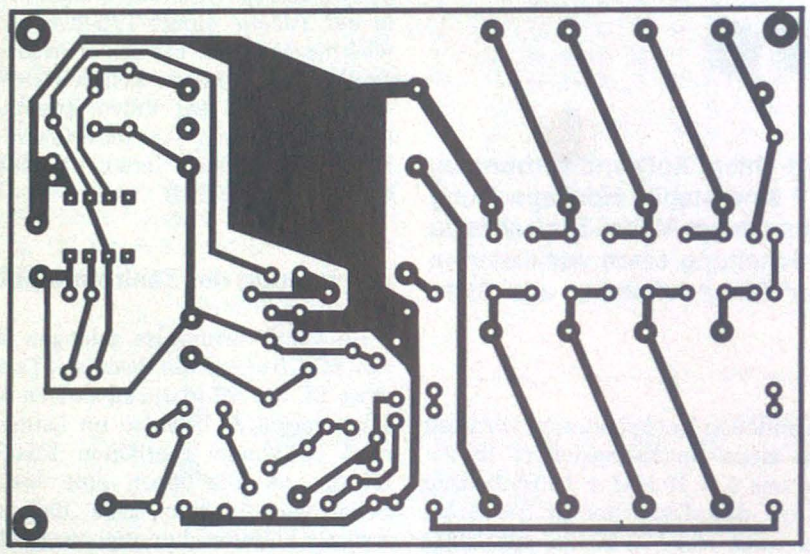


Bild 3. Platine zum Aufbau eines Geiger-Müller-Zählers

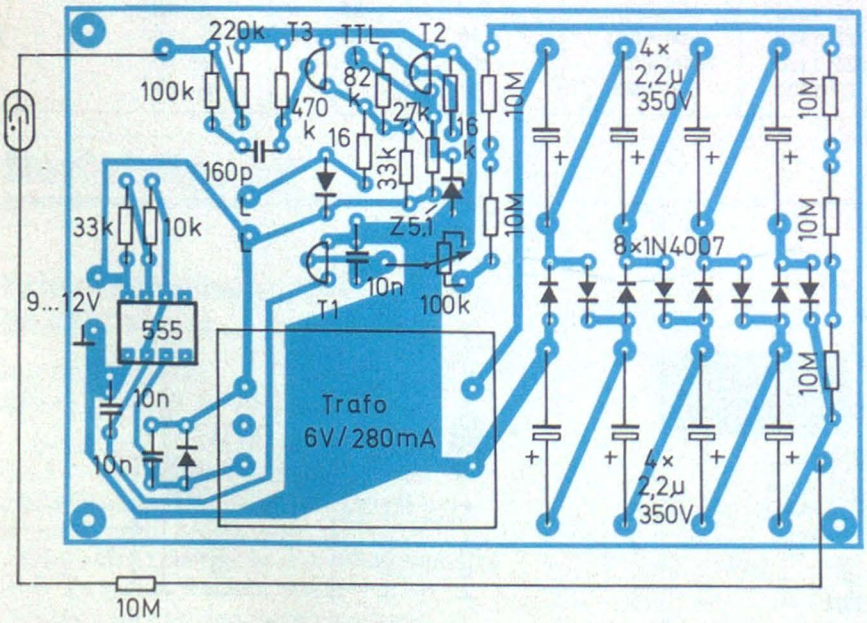
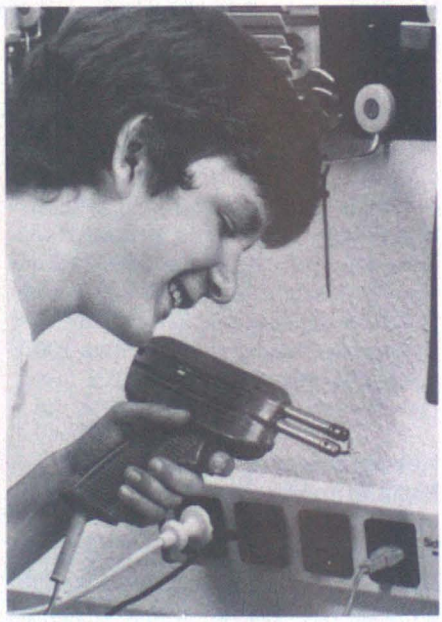


Bild 4. Zugehöriger Bestückungsplan

Sicherheit

Nicht nur beim Elektronik-Hobby, auch in der Do-it-yourself-Werkstatt hantiert man ständig mit netzgetriebenen Geräten. Dabei kann es nie ausgeschlossen werden, daß ein Gerät durch Defekte – aber auch durch unsachgemäße Behandlung – berührungsgefährlich gegen hohe Spannungen im Sinne der VDE-Bestimmungen wird.

Um sich gegen Unfälle dieser Art zu schützen, kann man den Steckdosenstromkreis mit einem Fehlerstrom-(FI-)Schalter versehen lassen. Meist braucht man diesen Schutzschalter jedoch nur in einem Raum, in dem die Werkstatt oder das Labor untergebracht ist. Dafür bietet es sich an, eine Sicherheits-Steckdose zu verwenden *(Bild)*. Die gezeigte Steckdosenleiste



Solche Vierfach-Sicherheits-Steckdosenleisten eignen sich nicht nur für das Hobby-Labor, sondern können in Haushalt und Betrieb verwendet werden, um bei defekten Geräten Unfälle aufgrund zu hoher Spannungen zu vermeiden (Foto: Futura-Press)

eignet sich zum Anschluß von vier Elektrogeräten. Bei mangelhafter Isolierung, unterbrochenem Schutzleiter und sogar bei direkter Berührung spannungsführender Teile schützt der eingebaute Schutzschalter.

Das Modell KS 68 (Heinrich Kopp, Kahl/Main) schaltet bei einem Fehlerstrom von höchstens 10 mA innerhalb von 15 ms die Netzspannung ab. Erhältlich sind diese Sicherheits-Steckdosen im einschlägigen Fachhandel.

Reinhold Neitzel

Heizscheiben-Automatik

Mit dieser Bauanleitung stellen wir den dritten Preis in der zweiten Abteilung des FUNKSCHAU-Wettbewerbs 1981 vor. Die Idee ist zwar nicht ganz neu, jedoch ist die mechanische Anbringung des Infrarotsenders- und -empfängers auf der Heckscheibe ausführlich beschrieben, so daß uns die sichere Funktion gesichert scheint.

Die Mehrzahl der Kraftfahrzeuge ist heute mit einer heizbaren Heckscheibe ausgerüstet. Leider ist die Bedienung noch nicht optimal, da der Batterie häufig unnötig lange Strom entnommen wird, obwohl die Scheibe schon frei ist. Auf der anderen Seite wird durch eine zu spät eingeschaltete Heizung die Fahrsicherheit beeinträchtigt. Die hier beschriebene Automatik löst das Problem.

Arbeitsweise über Reflexion

Der Beschlag auf einer Scheibe besteht aus feinsten Tröpfchen. Diese sorgen dafür, daß das Licht nicht mehr geradlinig durch die Scheibe fällt, sondern in alle Richtungen gebrochen und reflektiert wird. Die vorliegende Schaltung nutzt den Effekt aus, daß bei großen Einfallswinkeln (*Bild 1*) Licht fast vollständig am optisch dichteren Medium, hier der Scheibe, reflektiert.

An der unbeschlagenen Innenseite der Heckscheibe wird flach einfallendes Infrarotlicht (*Bild 2a*) nach dem Reflexionsgesetz zu einer Fotodiode reflektiert. Der große Einfallswinkel sorgt dafür, daß die Scheibe fast wie ein Spiegel wirkt und Einflüsse auf der Außenseite der Scheibe, wie z. B. Regentropfen, Heckscheibenwischer usw. keine Auswirkungen haben.

Wenn die Scheibe beschlagen ist (Bild 2b), gelangt der größte Teil des einfallenden Lichtes nicht mehr zum Empfänger. Die Stärke des auf die Fotodiode einfallenden Lichtes ist das Kriterium zur Steuerung der Heckscheibe.

Getakteter Infrarotstrahler

Mit einem Gatter des Schmitt-Trigger-Bausteins SN 74132 sowie R13 und C5 wird eine Rechteckschwingung von 1500 Hz erzeugt, die verstärkt über T2 an den GaAs-Infrarotstrahler D2 gelangt (*Bild 3*). Durch die 1500-Hz-Schwingung wird die Schaltung unempfindlich gegen Einstrahlung von Fremdlicht. Außerdem wird hierdurch eine gegenüber Temperatureinflüssen anfälligere Gleichspannungsverstärkung vermieden.

Auf der Empfängerseite arbeitet die preiswerte Silizium-Fotodiode BPW34 (D1), die das empfangene Signal über C2 an den Operationsverstärker TAA861A weitergibt. Dessen Arbeitspunkt kann mit P1 eingestellt werden.

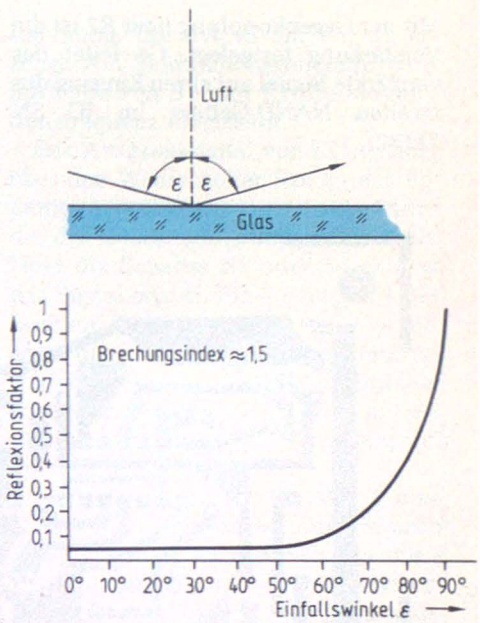


Bild 1. Auf dem Zusammenhang zwischen dem Brechungsindex und dem Ein- und Ausfallwinkel eines Lichtstrahls beruht die Wirkungsweise des Aufbaus

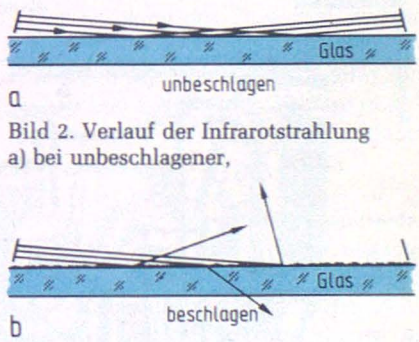


Bild 2. Verlauf der Infrarotstrahlung
a) bei unbeschlagener,
b) bei beschlagener Heckscheibe

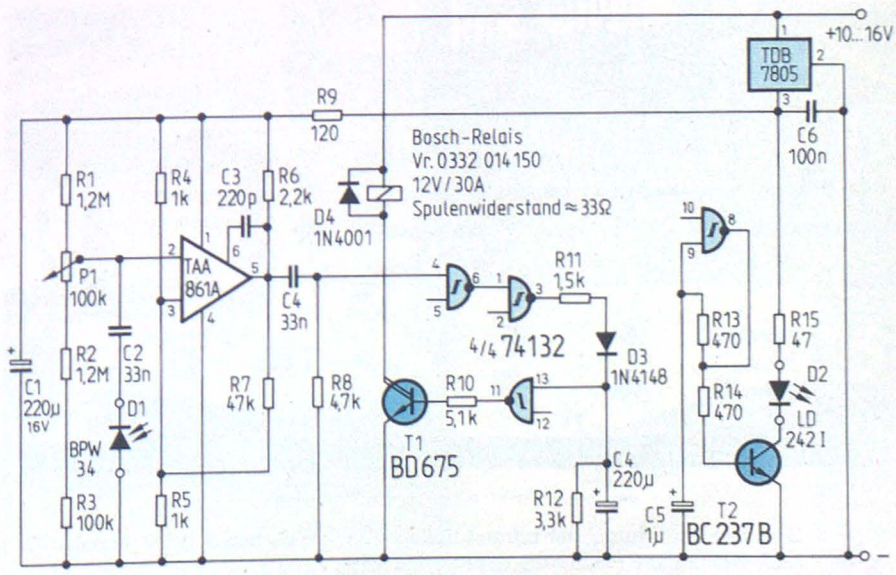


Bild 3. Schaltung für Sender und Empfänger der Automatik für die Heckscheibenheizung

Mit der Gegenkopplung über R7 ist die Verstärkung festgelegt. C4 leitet das verstärkte Signal auf einen Eingang des zweiten NAND-Gatters im IC SN 74132.

Sobald die eingehenden Impulse den temperaturkompensierten Triggerpegel von 1,7 V erreichen, werden sie als Rechteck-Signal an den Ausgang weitergegeben. Zur phasenrichtigen Weiterverarbeitung werden sie in einem weiteren Gatter invertiert. Die Hysterese des Schaltkreises beträgt dabei 0,8 V. Mit R11, D3 und C4 wird aus dem Ausgangssignal wieder angenähert eine Gleichspannung gewonnen, die über einen weiteren Schmitt-Trigger und den Darlingtontransistor T1 das Relais schaltet. Am Arbeitskontakt des Relais, das im Autozubehörhandel, beim Bosch-Dienst und in Werkstätten erhältlich ist, wird die Heckscheibe angeschlossen.

Aus der Eingangsspannung, die dem Bordnetz entnommen wird, erzeugt der Spannungsregler TDB 7805 die Stabilisierte Versorgungsspannung von 5 V.

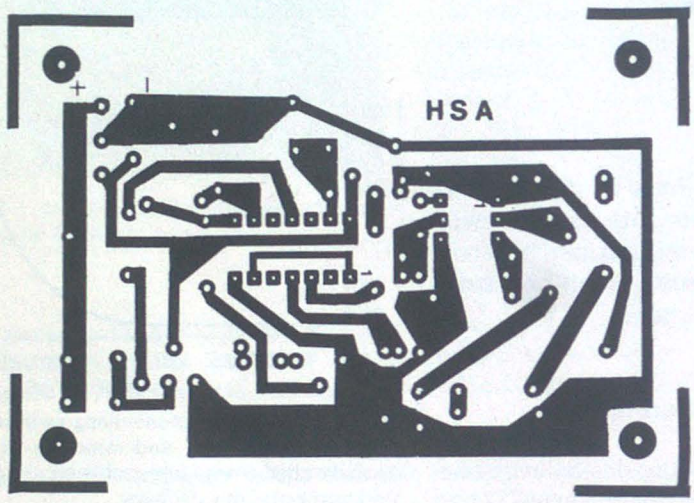


Bild 4. Platine zum Aufbau der vollständigen Automatik

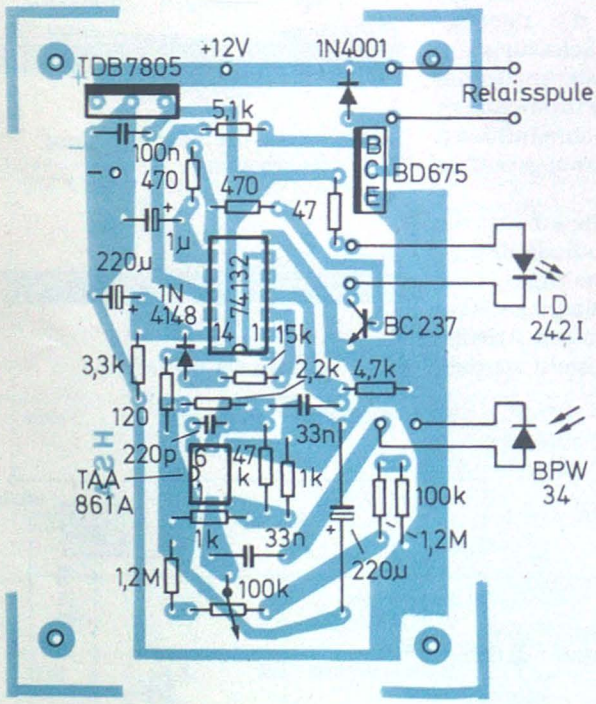


Bild 5. Bestückungsplan zur Platine. Extern werden nur Empfänger- und Sendediode angeordnet

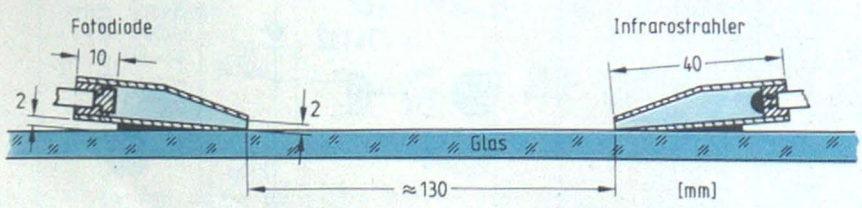


Bild 6. Bewährte Anordnung der Infrarotdioden auf einer ebenen Scheibe. Je nach Bedarf kann eine andere Placierung erforderlich sein

Sender und Empfänger auf Heckscheibe montieren

Der Aufbau auf der 70 × 90 mm² großen Platine (*Bild 4*) dürfte keine Schwierigkeiten bereiten. Auch das Relais kann darauf verschraubt werden (siehe Bestückungsplan *Bild 5*). Wenn eine geschützte Anbringung z. B. unter der Hutablage möglich ist, wird ein Gehäuse überflüssig. Gegen Feuchtigkeit sollte die Schaltung durch Übersprühen mit Lötlack gesichert werden. Angeschlossen wird die Schaltung an die Zuleitung zur Heckscheibe. Hinter der Automatik liegen dann die Reihe des Relais und die Heckscheibenheizung. Diese Anordnung macht das Verlegen längerer Kabel überflüssig und erlaubt z. B. bei trockenem Wetter, die Automatik über den Heckscheibenschalter am Armaturenbrett ganz außer Betrieb zu setzen.

Die Anbringung von Sender und Empfänger an der Scheibe zeigt *Bild 6*. Zur Anbringung können Messingröhrchen mit einem Innendurchmesser von 6...8 mm aus Bastlerläden verwendet werden. Sender- und Empfänger-Diode werden in die Röhrchen eingeklebt. Bei gewölbten Scheiben ist ein Anfeilen nicht erforderlich, da eine direkte Einstrahlung vom Sender zum Empfänger hier zwangsläufig vermieden wird.

Die Meßfläche sollte an einer Stelle liegen, die zuerst beschlägt und durch die Heizung erst spät erwärmt wird. Zum Schluß wird die Empfindlichkeit der Schaltung mit dem Trimmer P1 eingestellt.

Stichworte zum Inhalt
Heckscheiben-Heizung, Reflexionsfaktor, GaAs-Infrarotstrahler, Fremdlicht.

Dipl.-Ing. Edgar Stöhr

Ein vielseitiger Funktionsgenerator

Ein Funktionsgenerator gehört zur Grundausstattung eines jeden Meßplatzes. Die Industrie bietet eine große Zahl von Geräten an, teils als Fertigprodukt, teils als Bausatz. Nur wenige dieser Geräte besitzen jedoch die Eigenschaften des im folgenden beschriebenen Funktionsgenerators.

Für einen möglichst vielseitigen Generator sind folgende Eigenschaften wünschenswert:

- Möglichkeit einer Frequenzmodulation.
  Damit können Filterbaugruppen, Verstärker u. a. auf ihren Frequenzverlauf hin untersucht werden. Wird mit einem Rechteck moduliert, so kann ein FSK-Signal erzeugt werden.
- Möglichkeit einer Amplitudenmodulation.
  Dafür gibt es mannigfaltige Anwendungsmöglichkeiten, beginnend von einer Fehlersuche in Trägerfrequenzsystemen bis hin zur Simulation von Störungen in Regelkreisen.
- Offset der Ausgangsspannung sollte variabel sein.
  Für verschiedene Zwecke ist es notwendig, die Ausgangsspannung symmetrisch zur Nullinie, nur im positiven oder nur im negativen Bereich, zu erhalten.
- Der Ausgang sollte niederohmig sein. Er sollte eine hohe Strombelastbarkeit haben, um auch niederohmige Verbraucher anschließen zu können. Dies bedeutet entweder eine Ausgangsimpedanz von nahe 0 oder einen normierten Abschlußwiderstand von 50 Ω. Alle diese Forderungen erfüllt dieser Funktionsgenerator.

Drei Funktionsgruppen

Um die genannten Forderungen erfüllen zu können, gliedert sich das Gerät in drei Hauptbaugruppen, die jedoch alle auf einer Platine aufgebaut sind *(Bild 1)*:

a) Modulationsgenerator
b) Hauptgenerator
c) Nachverstärker und Netzteil

Modulationsgenerator und Hauptgenerator sind im Prinzip technisch identisch.

Es handelt sich jeweils um ein IC XR2206, die in ihrer Applikationsschaltung arbeiten. Der Unterschied zwischen den beiden Generatoren besteht nur darin, daß der Modulationsgenerator Frequenzen erzeugen kann, die um den Faktor Zehn tiefer liegen als die des Hauptgenerators.

Sinus- und Dreieckspannungen werden direkt aus dem IC entnommen. Die Rechteckspannung ist eine Triggerspannung, die das IC am Pin 11 erzeugt. Am Modulationsgenerator wird mit Hilfe von S1 und R1 die Modulationsfrequenz eingestellt.

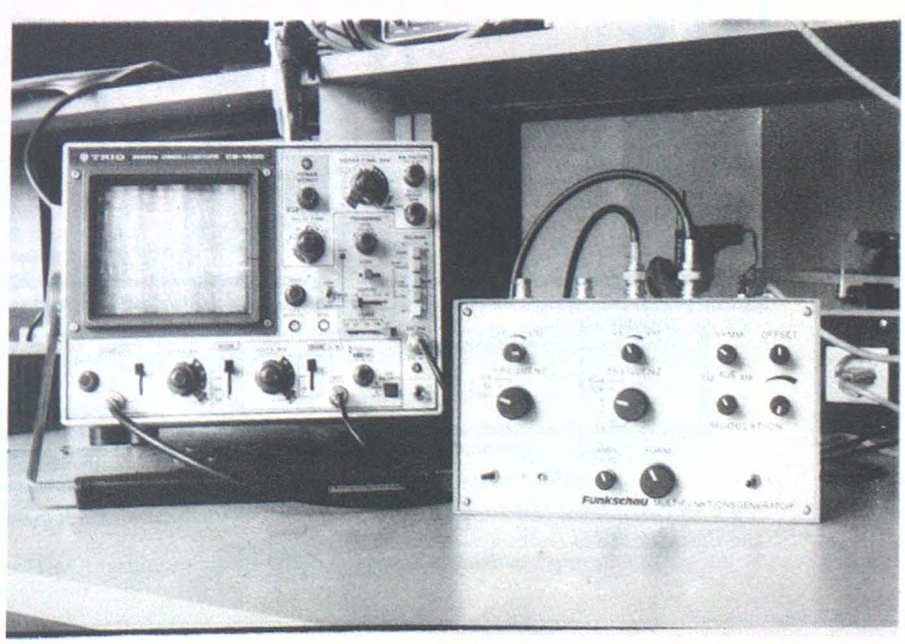
Das Ausgangssignal von IC1 gelangt über den Wahlschalter S2a an das Potentiometer R2, hier wird die Amplitude des Modulationshubs eingestellt. Über die Schalter S3 oder S4 gelangt das Signal nun an Pin 7 oder Pin 1 des zweiten IC XR2206. An Pin 7 verursacht die Spannung eine Frequenzverschiebung, an Pin 1 eine Amplitudenänderung. An diesem IC wird mit R3 und S5 die gewünschte Ausgangsfrequenz eingestellt.

Das IC erzeugt nun an Pin 2 eine Sinus- oder Dreieckspannung, je nach Schalterstellungen von S6b. Da diese in ihrer Amplitude unterschiedlich sind, ebenso wie die Rechteckspannung, gibt man sie auf die Teiler R4...R6, an denen der Schalter S6a die gewünschte Kurvenform abgreift.

Dieses Signal wird nun über R7 dem OP IC3 zugeführt, der es verstärkt und über R8 eine Gleichspannung zur Offsetverstellung addiert.

Der Ausgang des Operationsverstärkers hat bis zu einem Ausgangsstrom von ca. 70 mA einen scheinbaren Ausgangswiderstand von 0 Ω. Wird ein 50-Ω-Ausgang gewünscht, ist R* entsprechend einzusetzen.

R15 und R16 dienen zur Feineinstellung der Symmetrie der Ausgangsspannung. Bei geringeren Anforderungen können sie durch zwei 10-kΩ-Widerstände ersetzt werden, die in der Mitte geerdet sind.



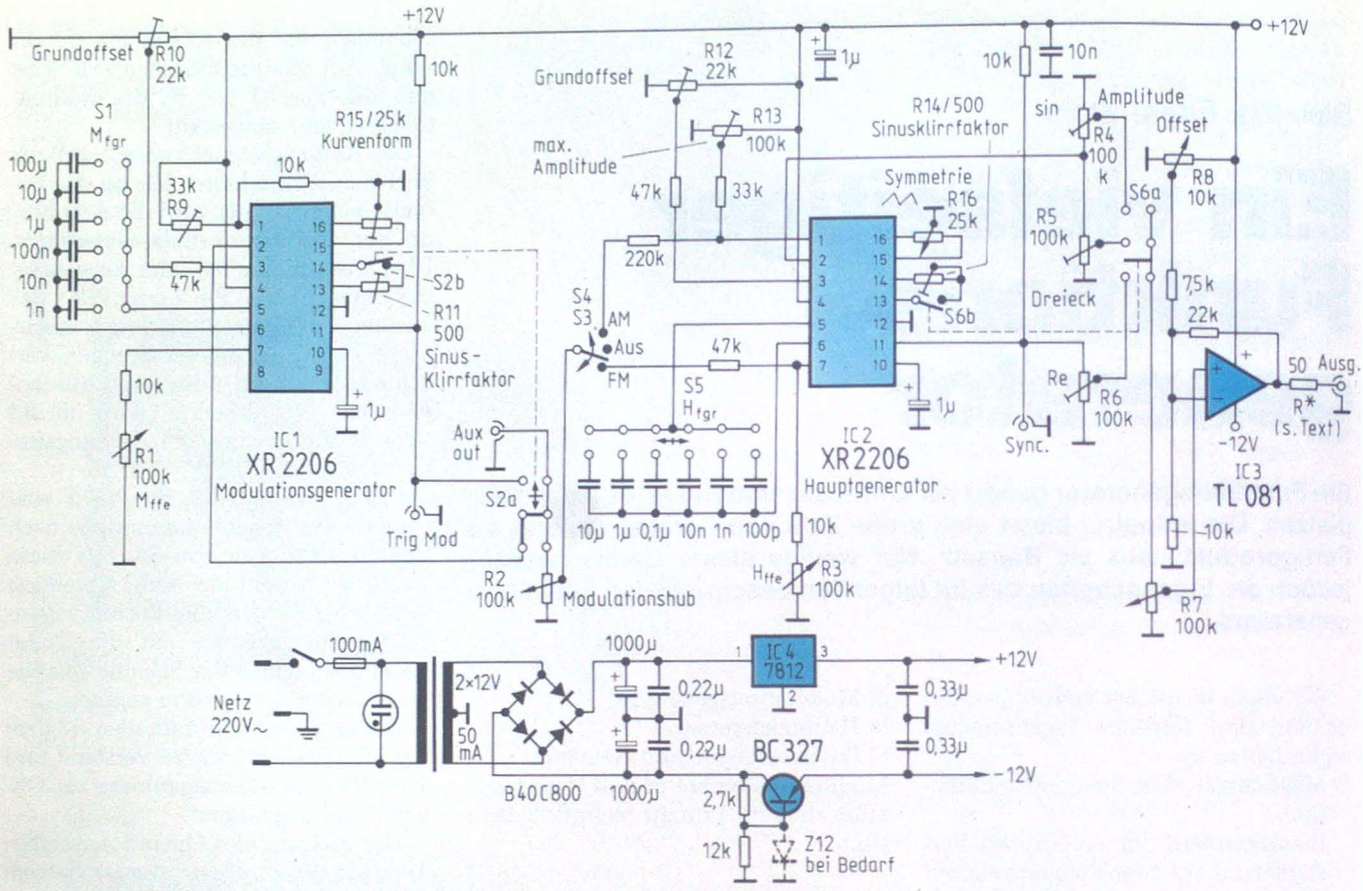


Bild 1. Die Gesamtschaltung des Funktionsgenerators besteht aus den Baugruppen Hauptgenerator, Modulationsgenerator sowie Netzteil und Ausgangsverstärker

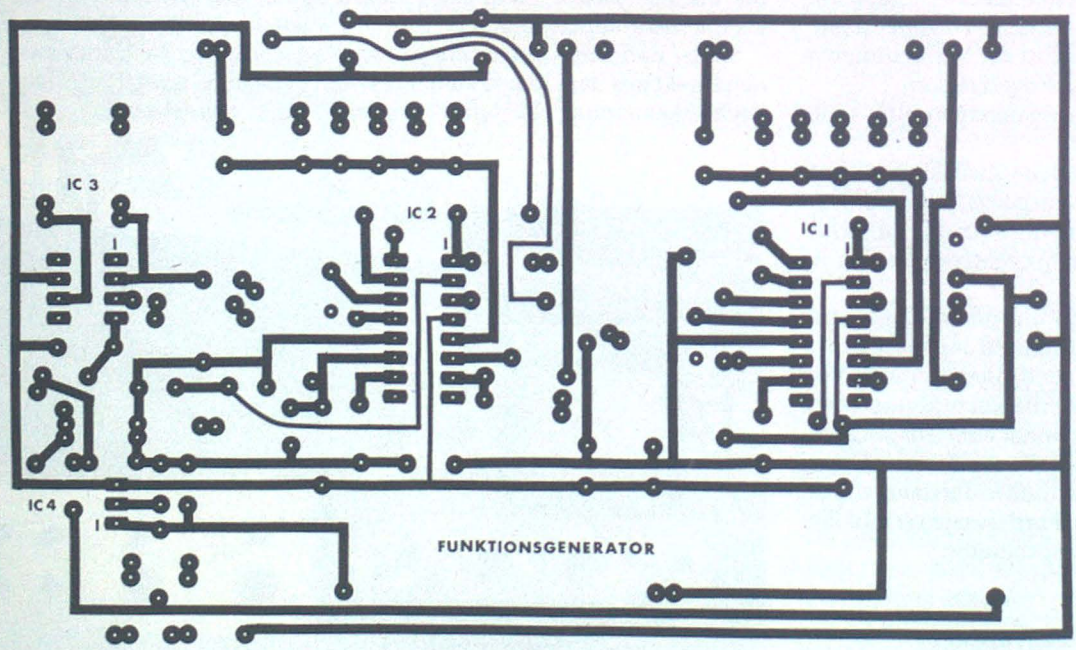


Bild 2. Die Platine für den Funktionsgenerator. Die Leiterbahnen sind mit großzügigem Abstand versehen, um einen problemlosen Aufbau zu ermöglichen

Unkritischer Schaltungsaufbau

Der gesamte Schaltungsaufbau ist unkritisch. Die Bestückung der Platine (*Bild 2*) bereitet keine Schwierigkeiten. Erhöhte Sorgfalt ist auf die Netzspannung führenden Leitungen zu legen.

IC1 und IC2 sind sehr empfindlich gegen Überspannungen. Deshalb sollten sie auf Sockel montiert werden (s. a. Bestückungsplan *Bild 3*). Schalter u. ä. müssen keinen besonderen Anforderungen genügen, im Mustergerät wurden einfache Hartpapierstufenschalter benutzt.

Das Mustergerät wurde in ein Teko-Gehäuse Typ 383 eingebaut, ein gedrängterer Schaltungsaufbau wäre möglich.

Abgleich mit Oszilloskop und Zähler

Zum Abgleich sind ein DVM, ein Oszilloskop und unter Umständen ein Zähler erforderlich.

Nach dem Aufbau sollten nach einer genauen Überprüfung der Verdrahtung ohne die steckbaren IC1 und IC2 die Versorgungsspannungen gemessen werden. Sie sollten ca. ±12 V betragen. Liegen diese vorschriftsmäßig an, so sind die ICs einzusetzen.

Das Oszilloskop wird nun an die Buchse AUX angeschlossen. Dort wird sich jetzt ein unbestimmtes Signal zeigen. Der Schalter S2 wird auf Dreieck gestellt und R9 auf maximale Ausgangsspannung abgeglichen. Nun wird mit R10 die Offsetspannung soweit verstellt, daß das Dreieck oben und unten gleiche Begrenzung aufweist. Dann wird R9 zurückgedreht, bis das Signal gerade verzerrungsfrei erscheint.

Nun wird S2 auf Sinus gestellt und der Sinus möglichst oberwellenfrei eingestellt. Dies geschieht mit R11. Der Abgleich an R9 und R10 muß wiederholt werden, falls es sich als notwendig herausstellt.

Nun kann ein Zähler an der Buchse AUX angeschlossen werden, um die Frequenzen in den einzelnen Stellungen von S1 zu überprüfen. Sollten eine oder mehrere Frequenzen stark abweichen, kann ein Abgleich durch Auswechseln des jeweiligen Bereichskondensators durchgeführt werden.

Sinngemäß geht der Abgleichvorgang nun mit dem Hauptgenerator weiter. Die Modulation muß dabei abgeschaltet sein. Gemessen wird am Schleifer des Schalters S6a, R4...R6 müssen auf Maximum stehen. Ist das Signal sichtbar, wird wie vor an R12 (Offset), R13 (Amplitude) und R14 (Sinusform) auf minimale Verzerrung und maximale Amplitude eingestellt. Dann wird wie vor die Frequenz überprüft.

Jetzt wird das Oszilloskop an der Buchse „Ausgang" angeschlossen und mit R4 ein Sinussignal eingestellt, das gerade noch verzerrungsfrei ist (R8 muß dabei in Mittellage stehen, R7 muß voll auf Maximum stehen). Dann

Tabelle der technischen Daten

Hauptgenerator:	
$U_{Ausg.\ ss}$	6 V
$f_{min.}$	1,5 Hz
$f_{max.}$	95 kHz + Sonderbereich 480...520 kHz
Kurvenform	Sinus, Rechteck, Dreieck
Anstiegszeit bei Rechteck	40 µs (bei max. Amplitude)
Triggerausgang:	5 V/10 kΩ
Modulationsgenerator:	
U_{aux}	8 V, 6 V, 12 V
$U_{Trigger}$	12 V/10 kΩ
$f_{min.}$	0,1 Hz
$f_{max.}$	93,5 kHz
$m_{max.}$	50 % (abhängig von der Art der Modulation)
$f_{max.}$	1 : 4...1 : 6 (abhängig von der Art der Modulation)

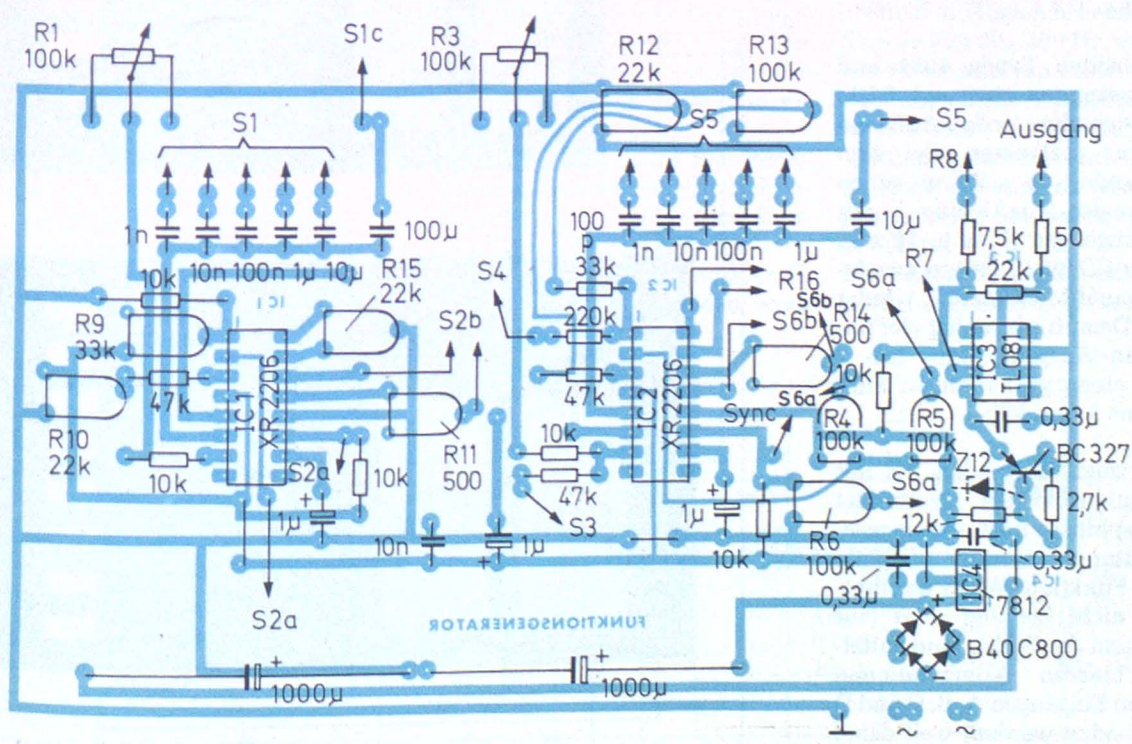


Bild 3. Bestückungsplan zur Platine. Die Anschlüsse für die extern zu montierenden Schalter und Buchsen sind jeweils eingezeichnet

stellt man in der Schalterstellung „Dreieck" mit R5 und der Schalterstellung „Rechteck" mit R6 die gleiche Ausgangsamplitude ein.

Nach einer Kontrolle der Offsetverschiebungs- und Modulationsmöglichkeiten ist das Gerät betriebsbereit.

Praktische Hinweise

Ist R* nicht eingebaut, zerstören hohe Fremdspannungen am Ausgang sowie Fremdspannungen an anderen Ausgängen des Gerätes das entsprechende IC.

Da die Kondensatoren der Frequenzeinstellung immer vergleichsweise ungenau und temperaturabhängig sind, empfiehlt es sich, die aktuelle Frequenz mittels eines Zählers einzustellen. Es ist natürlich möglich, eine Skala anzubringen und dort ungefähr abzulesen.

Als letztes ist noch zu sagen, daß abweichend von allen anderen Spannungen und Kurvenformen die Rechteckspannung am Ausgang nicht amplitudenmodulierbar ist und speziell bei höheren Frequenzen eine meßbare Flankenanstiegszeit aufweist.

In der *Tabelle* sind die wichtigsten technischen Daten zusammengefaßt.

Stichworte zum Inhalt
Frequenzmodulation, Amplitudenmodulation, FSK-Signal, Offset, XR2206, Sinusspannung, Dreieckspannung, Symmetrie, Flankenanstiegszeit.

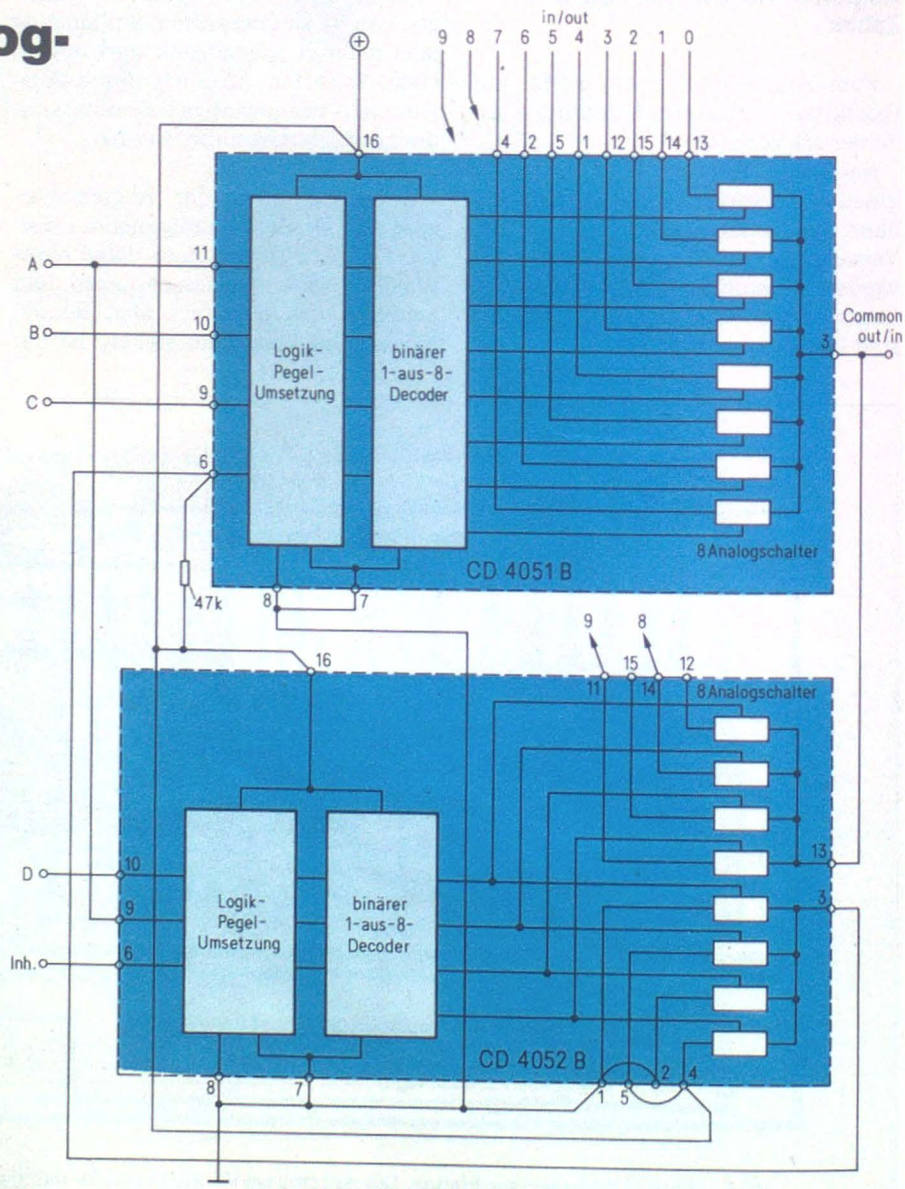
Zehnkanal-Analog-Multiplexer/ Demultiplexer

Wenn in Elektronik-Schaltungen ein Zehnkanal-Mux/Demux gebraucht wird, muß nicht unbedingt der teure – und erfahrungsgemäß schwer erhältliche – Typ 4067 eingesetzt werden, bei dem es sich um einen 16-Kanal-Baustein handelt.

Mit den beiden Typen 4051 und 4052, die zusammen etwa nur 6 DM kosten, läßt sich ohne großen Aufwand die Schaltung realisieren. Bei dem CD4051B handelt es sich um einen Achtkanal-Analog-Mux/Demux mit drei Adreßeingängen (Pins 9, 10 und 11). Der Typ CD4052B ist ein zweifacher Vierkanal-Mux/Demux. Jeder Multiplexer/Demultiplexer hat vier unabhängige Ein-/Ausgänge (Pins 1, 5, 2 und 4) und einen gemeinsamen Ein-/Ausgang (Pins 3 und 13).

Das *Bild* zeigt die beiden ICs mit ihren Funktionsblöcken. Verbindet man die Anschlüsse nach der angegebenen Schaltung, so erhält man die gewünschte Funktion. Wenn der Inhibit-Eingang nicht benötigt wird (auf „0" legen), kann der Widerstand entfallen. Die binären Kombinationen 10...15 an den Eingängen A, B, C und D sollten vermieden werden, weil dabei abwechselnd die Kanäle 8 und 9 durchgeschaltet werden.

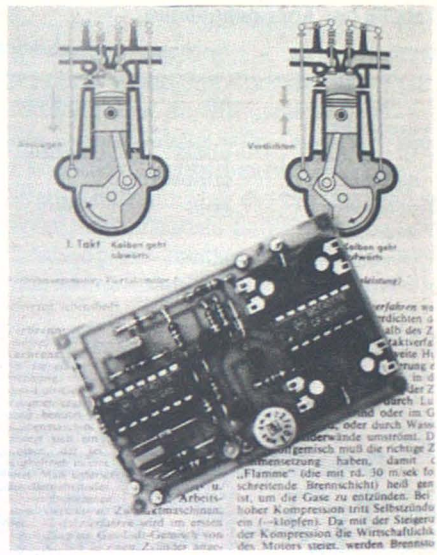
Siegmar Lieb



Aus den preiswerten Bausteinen 4051 und 4052 läßt sich mit wenig Aufwand ein Zehnkanal-Analog-Multiplexer/Demultiplexer aufbauen

Johannes Batram

Drehmoment-Indikator



Ständige Benzinpreiserhöhungen zwingen zu sparsamem Umgang mit dem wertvollen „Saft". Viele Untersuchungen beschäftigen sich mit den Einflüssen der Motortechnik, der Fahrwerk- bzw. Karosserietechnik und des Fahrstils auf den Benzinverbrauch. So zeigte sich, daß zügiges Beschleunigen und frühzeitiges Hochschalten den Verbrauch merklich verringert.

Zum sparsamen Verbrauch von Kraftstoff ist es wichtig, mit relativ niedriger Drehzahl zu fahren und nur bis in den Bereich des maximalen Drehmoments zu beschleunigen. Hier hilft eine einfache Schaltung, die mit nur einem (Doppel-LED) bzw. zwei (Einzel-LEDs) Anzeigeelementen auskommt. Sie zeigen fünf wichtige Bereiche an, wie der *Tabelle* zu entnehmen ist.

Vier Komparatoren aus CMOS-Gattern

Das Meßsignal wird entweder direkt von der Klemme 1 der Zündspule oder mittels einiger Windungen um das Hochspannungskabel (Verbindung von Zündspule zum Verteiler) abgenommen. Zu empfehlen ist hier eine flexible, abgeschirmte Leitung. Ein monostabiler Multivibrator (IC1a), gebildet aus zwei CMOS-Gattern, und ein nachgeschaltetes Integrierglied (R5, C3) bilden die Ansteuerung für vier Spannungskomparatoren (*Bild 1*). Dazu werden ebenfalls CMOS-NAND-Gatter verwendet, da sie ihren Umschaltpunkt bei ½ U_B haben. Zwei Komparatoren (1 und 2) für die Unter- bzw. Überdrehzahl steuern die Schalttransistoren direkt an.

Die beiden anderen Komparatoren (3 und 4) für den optimalen Drehmoment-Bereich schalten einen astabilen Multivibrator (IC1b) ein bzw. aus, wodurch auch der Übergangsbereich (bei Unter- bzw. Überschreiten des optimalen Bereiches) angezeigt wird. Die Transistoren T2 und T3 schalten die Doppel-LED bzw. die zwei Einzel-LEDs ein oder aus.

Um eine genaue Anzeige aller Bereiche zu gewährleisten, muß die Speisespannung stabilisiert sein. Man kann zwar die vorhandene stabile Betriebsspannung der Bordinstrumente (z. B. 10 V bei VW-Audi) verwenden, muß dann allerdings beim Abgleich auch die gleiche Spannung anlegen. Anderenfalls stimmt der Abgleich nicht. Zweckmäßigerweise verwendet man einen handelsüblichen Spannungsregler, z. B. 7809, der jedoch nicht auf der Platine (*Bild 2*) vorgesehen ist. Den Bestückungsplan zu der Platine zeigt *Bild 3*.

Abgleich mit Signalgenerator oder Drehzahlmesser

Für den Abgleich benötigt man Nf-Signale von 50...200 Hz, das entspricht einer Drehzahl von 1500...6000 pro Minute bei einem Vierzylinder-Viertaktmotor. Steht ein Drehzahlmesser zur Verfügung, so kann der Abgleich auch im Kfz vorgenommen werden. Der Abgleich erfolgt am besten schrittweise.

1. Schritt:

Die stabilisierte Spannung U_B anschließen. Meßsignal von der Zünd-

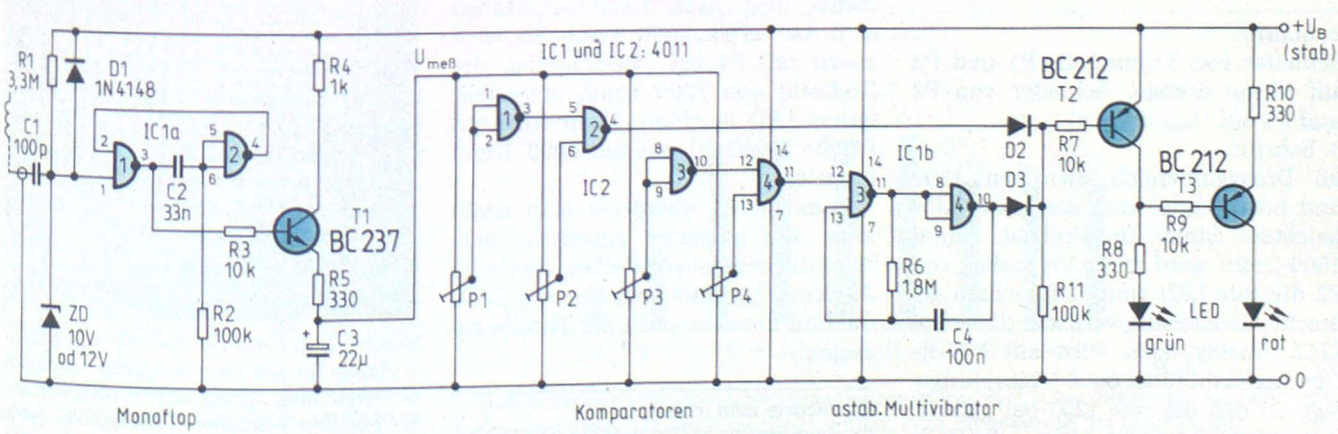


Bild 1. Die Schaltung ermöglicht die Anzeige von fünf Drehzahlbereichen des Motors, die jeweils durch Potentiometer beliebig festgelegt werden können

Tabelle der Anzeigebereiche

Bereich	Anzeige	Verbrauch	Motorbetriebszustand
1 Unterdrehzahl	rot	niedrig	Leerlauf, nicht beschleunigen, Gefahr f. Lager
2 Übergangsbereich	blinkt grün-rot	niedrig	beschleunigen, auf Autobahn rollen lassen
3 optimaler Bereich	grün	mittel	hochschalten
4 Übergangsbereich	blinkt grün-rot	hoch	unwirtschaftlich, nur auf Autobahn oder Schnellstraßen
5 Überdrehzahl	rot	hoch	Dauerbetrieb unzulässig

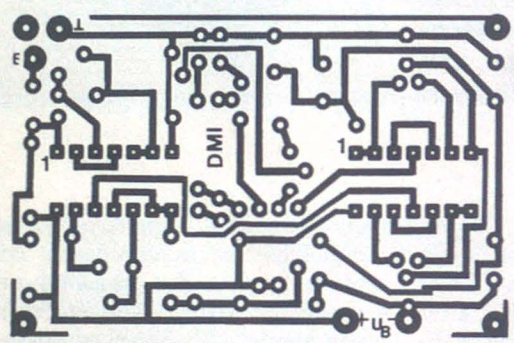


Bild 2. Platine zum Aufbau der gesamten Schaltung

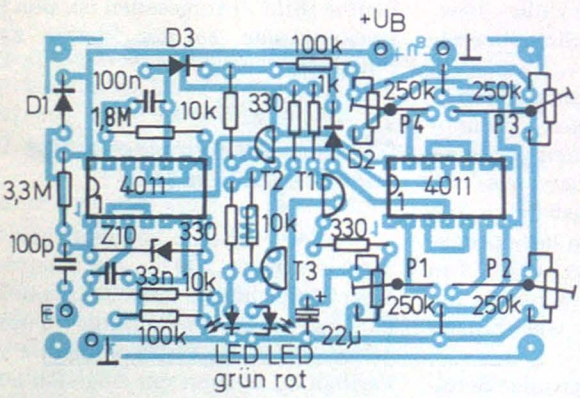


Bild 3. Die Bestückung der Platine bereitet keinerlei Schwierigkeiten, lediglich auf die richtige Lage der ICs und Polarität der Dioden ist zu achten

spule oder vom Nf-Generator anschließen.

2. Schritt:
Schleifer von Trimmpotis P1 und P3 auf Masse drehen, Schleifer von P2 und P4 auf $U_{meß}$ drehen.

3. Schritt:
Im Drehzahlbereich zwischen 1500 und 6000 1/min muß die grüne LED leuchten. Sinkt die Drehzahl unter 1500 1/min, wird durch Verdrehen von P2 die rote LED zum Aufleuchten gebracht. Gleichzeitig verlischt die grüne LED. Analog dazu wird mit P1 die Überdrehzahl (über 6000 1/min) festgelegt, so daß die rote LED bei 200 Hz, das entspricht 6000 1/min, ebenfalls aufleuchtet.

4. Schritt:
Der Bereich des optimalen Drehmoments liegt nach Herstellerangaben z. B. bei 2700...4000 1/min. Es wird zuerst mit P4 bei Überschreiten der Drehzahl von 2700 1/min eingestellt (grüne LED leuchtet). Dann wird mit P3 die Drehzahl von ca. 4000 1/min festgelegt.

Zum Schluß überprüfe man nochmals den gesamten Anzeigebereich. Wird die angegebene Reihenfolge beim Abgleich beachtet, müssen die LEDs die fünf Bereiche nach der Tabelle anzeigen.

Stichworte zum Inhalt
Benzinverbrauch, Kfz-Drehzahlbereich, Drehmoment, Unterdrehzahl, Überdrehzahl.

Platinen selbstgemacht

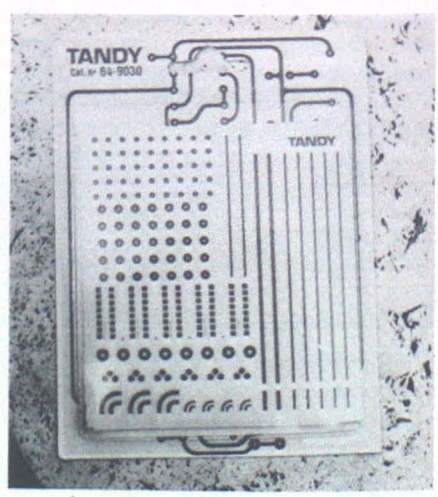
Für den Hobbyelektroniker gibt es mehrere Möglichkeiten, seine Platinen herzustellen. Die einen bevorzugen ätzfeste Tusche, andere benutzen einen Filzstift, der speziell für diese Zwecke angeboten wird. Diese Techniken erfordern einiges Geschick und Erfahrung.

Einfacher geht es mit Aufreibesymbolen, bei denen Leiterbahnen und Lötaugen mit einem Stift aus Kunststoff oder Hartholz aufgerieben werden (*Bild*). Es empfiehlt sich dabei, die Stellen, an denen später die Bohrungen liegen sollen, zusätzlich mit Körnerschlägen auf der Kupferseite zu markieren. Nur zur Abdeckung größerer Flächen sollte man auf die ätzfeste Tusche zurückgreifen.

Möchte man mehr als nur eine einzelne Platine ätzen, bietet sich die Herstellung einer Folie für das fotochemische Verfahren an.

Auch hierbei erreicht man mit den Aufreibefolien ein sauberes Aussehen und scharfe Kanten der Leiterbahnen. Zwar sind die fotobeschichteten Platinen teurer, doch der geringere Material- und Zeitaufwand rechtfertigen deren Verwendung.

Man kann auch Fotokopierlack (z. B. Positiv 20 von Kontakt-Chemie) verwenden und damit eine handelsübliche kupferkaschierte Platine behandeln; das setzt jedoch einige Erfahrung voraus. Für den Umgang mit dem Fotolack gibt Kontakt-Chemie auf Anfrage eine kostenlose Broschüre ab.



Besonders für die Herstellung von Folienvorlagen für die fotochemische Leiterplattenherstellung eignen sich Aufreibesymbole. Für den schnellen Laboraufbau reicht jedoch vielfach die Verwendung ätzfester Lackstifte (Foto: Ta.)

Dipl.-Ing. Peter Kallenbach

Überblend-steuerung für Diaprojektoren

Die Überblendprojektion ist immer wieder ein heißes Thema nicht nur bei den Amateuren unter den Fotofreunden. Bei dieser Projektionsart handelt es sich um eine besondere Art der Diavorführung, wobei zwei Projektoren abwechselnd projizieren. Der Wechsel von einem zum anderen Projektor geht hierbei stufenlos ineinander über.

Die Frage sei erlaubt, warum man überhaupt diesen Aufwand mit zwei Projektoren treibt. Die Antwort ist leicht zu geben.

Bei einer herkömmlichen Diavorführung sieht der Betrachter die helle Projektion. Beim Diawechsel entsteht eine systembedingte Dunkelphase und kurz danach wieder eine helle Projektion. Der stete Wechsel von Hell und Dunkel ermüdet die Augen sehr schnell und führt bei vielen Zuschauern zu Augenschmerzen.

Gleichbleibende Helligkeit bei Diawechsel

Bei der Überblendvorführung sieht der Zuschauer immer eine helle Projektion. Der Hell-Dunkel-Streß fehlt also, und der Zuschauer kann länger und konzentrierter einer Vorführung zusehen.

Bei der Entwicklung der Schaltung waren folgende Forderungen zu erfüllen:

- unabhängige stufenlose Helligkeitsregelung der beiden Projektoren;
- Diawechsel bei Bedarf;
- Steuerung der Überblendprojektion durch Tonband oder Kassette;
- geringe Kosten gegenüber handelsüblichen Geräten.

Steuerung mit Fehlererkennung

Die Zentraleinheit der Steuerung bildet ein sogenannter UART[1]. Hierbei handelt es sich um einen Baustein, der aus einem Sende- und Empfangsteil besteht (Blockschaltung *Bild 1*).

Im Sendeteil wird ein parallel anliegendes 8-Bit-Wort in eine serielle Information umgewandelt, ein Paritätsbit gebildet und Start- und Stopbit hinzugefügt.

Das Empfangsteil empfängt diese serielle Information, überprüft das Paritätsbit, sucht nach Start- und Stopbit und gibt ein paralleles 8-Bit-Wort aus. Sollte bei der Überprüfung des Paritätsbits ein Fehler erkannt worden sein, oder stimmt die Start- und Stopbit-Folge nicht, so signalisiert der Baustein der nachfolgenden Schaltung dies.

Von dem übertragenen 8-Bit-Telegramm werden die ersten sechs Bit für die Lampenhelligkeit verwendet, das siebente dient zum Diawechsel und das achte für die Informationszuordnung links oder rechts.

Die Sendeseite besteht aus zwei Teilen. Der erste Teil besteht aus einem elektronischen Umschalter, der abwechselnd einem A/D-Wandler den analogen Wert der gewünschten Lampenhelligkeit des rechten und linken Projektors zuführt. Der zweite Teil schaltet den Wechselimpuls zum Sender durch.

Die Empfangsseite besteht zunächst aus zwei D-Registern, die die empfangene Nachricht speichern, bis die nächste Nachricht eintrifft. Erkennt der UART einen Übertragungsfehler, so sperrt er die beiden Register. Jeweils ein Ausgang der beiden Register steuert über einen Transistor ein Relais, das den Wechselimpuls ausführt.

Sechs Ausgänge der Register sind über ein 2R-Netzwerk als D/A-Wandler geschaltet. Die gewonnenen analogen Signale (rechts, links) gelangen über einen Verstärker zu einem Phasenanschnittssteuerungsbaustein, der die Lampenhelligkeit regelt.

Die Bandsteuerung wird über ein FSK-Modem realisiert.

Die Zentraleinheit ist programmierbar

Das Sendeteil besteht im Prinzip aus einem Parallel-Serien-Wandler, der die an den Pins 26...33 des UART parallel anliegenden Daten in das asynchrone Serientelegramm umsetzt (*Bild 2*). Da der Baustein universell verwendbar ist, sind Steuereingänge vorhanden, mit denen sich der Chip für bestimmte Wünsche programmieren läßt. In unserem Fall:

Pin	Signal	Auswirkung
35	0	Paritätsbiteinblendung
36	1	zwei Stopbits
37	1	8 Bit Datenwort
38	1	8 Bit Datenwort
39	0	odd parity

Die Übertragungs- und Empfangsgeschwindigkeit wird durch einen Takt an den Pins 17 und 40 eingestellt. Die

[1]) UART (Universal Asynchronus Receiver/Transmitter)

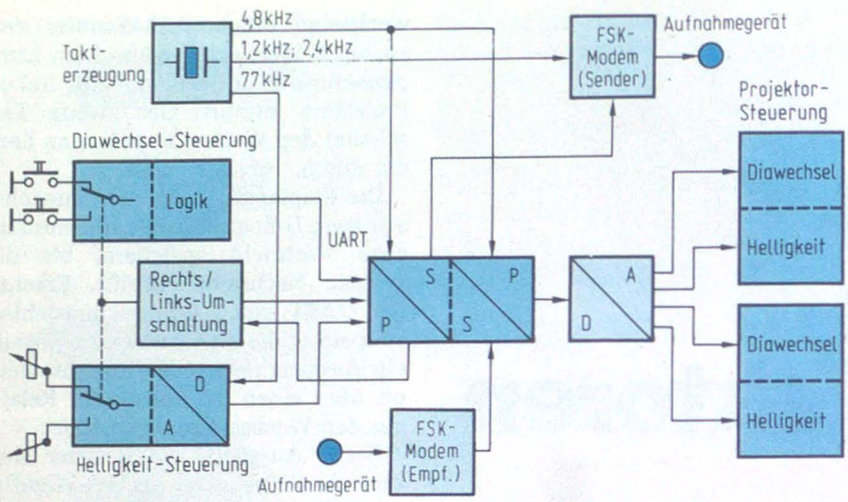


Bild 1. Das Blockschaltbild zeigt, daß ein UART das Kernstück der Schaltung bildet

Taktfrequenz (4807 Hz) ist 16mal größer als die Baudrate.

Wenn an Pin 22 eine „1" erscheint, ist das Sende-Puffer-Register leer und wird durch eine „0" am Eingang (Pin 23) durch die acht parallel anliegenden Daten geladen. Ist das Sende-Puffer-Register geladen, geht Pin 22 nach „0". Sobald das Sende-Register leer ist, werden die Daten aus dem Sender-Puffer-Register automatisch in das Sender-Register geladen, Start-, Paritäts- und Stop-Bits hinzugefügt und die Übertragung per Pin 25 begonnen.

Das Empfängerteil steht unter Kontrolle derselben Steuerleitungen, die bei der Behandlung des Senderteils beschrieben wurden. Die Wortlänge des Eingangstelegramms wird überprüft, die Parität dieses Wortes gebildet und mit dem Paritätsbit des Telegramms verglichen.

Stimmen die beiden Paritäten nicht überein, wird der Ausgang 13 „1". Diese „1" steht solange an, bis die nächsten Daten in das Empfänger-Puffer-Register übernommen werden.

Eine weitere Schaltung überprüft das erste Stop-Bit jedes Telegramms. Ist dieses Bit keine „1", wird der Ausgang 14 „1" und bis zu den nächsten Daten gehalten. Die Ausgänge 13 und 14 werden durch das OR-Gatter G11 zusammengefaßt und sperren bei einem Übertragungsfehler die nachfolgenden Schaltungen.

Elektronischer Umschalter zur Erzeugung der FSK-Signale

Der Oszillator wird durch drei Gatter im IC1 (7400) gebildet; er ist zur Steuerung des UART notwendig. Durch den Quarz wird eine Frequenz von 1 MHz erzeugt, die 208fach geteilt wird. Die somit gewonnene Frequenz von 4807 Hz gelangt zu den Eingängen 17 und 40 des UART und zum Takteingang 3 von D-Flipflop IC3. Am Ausgang 5 steht nun eine Frequenz von 2400 Hz zur Verfügung, die nochmals geteilt wird.

Die beiden Frequenzen gelangen auf einen elektronischen Umschalter, der durch die vier Gatter des IC6 gebildet wird. Abhängig vom seriellen Ausgang 25 des UART wird für „1" die Frequenz 2400 Hz und für „0" die Frequenz 1200 Hz zum Verstärker (IC8) durchgeschaltet. Die so gewonnenen FSK-Signale gelangen über Schalter S1 zum Aufnahmegerät.

D/A-Wandler für Helligkeitssteuerung

Die Helligkeit der Lampen wird durch zwei externe Potentiometer (P1, P2) eingestellt. Die durch die Potentiometer eingestellten Spannungen gelangen an Eingang 10 und 12 des elektronischen Umschalters IC24 (Analogschalter TL188). Je nach Signallevel am Eingang 5 werden sie zum Ausgang und damit zum Spannungsfolger (IC22) durchgeschaltet. Über P5 gelangt die Spannung zum Komparator LM339. Hier wird sie mit einer Spannung verglichen, die vom A/D-Wandler IC18 kommt. Wenn der Plus-Eingang positiver als der Minus-Eingang ist, so liegt der Ausgang (Pin 2) auf „1".

Die nachfolgenden Gatter lassen in diesem Fall die Taktfrequenz von 62,5 kHz passieren, sie gelangt zum Takteingang 3 des A/D-Wandlers. Dieser Baustein zählt die ankommenden Impulse und gibt den Zählerstand aus. IC-intern wird der Zählerstand D/A-gewandelt und am Pin 14 ausgegeben. Dieser analoge Spannungswert gelangt zum neg. Eingang des Komparators LM339. Wird diese Vergleichsspannung positiver als die Sollspannung (Helligkeit der Projektorenlampen) so geht der Ausgang nach „0". Dadurch werden die Taktimpulse durch die Gatter gesperrt, und der Zähler in IC18 hält an.

Ist der maximale Zählerstand (63) erreicht, so wird der Takt über die Gatter (IC 19/8 und IC 21/8) gesperrt. Der digitale Wert der gewünschten Lampenhelligkeit wird dem Eingang des UART angeboten.

Während der A/D-Wandler den digitalen Wert ermittelt, überträgt der UART das Telegramm des anderen Projektors. Ist die Übertragung beendet, so wird dies durch eine „1" an Pin 22 des UART angezeigt.

Am Gatter des IC 9/3 (Pins 1 und 2) liegt dieses „Übertragungsende-Signal" und die Taktfrequenz 4800 Hz an. Nach längstens 104 µs sind beide Eingänge „1" und der Ausgang „0". Dieses Signal geht zum Eingang 23 des UART und veranlaßt ihn zur Übernahme der acht anliegenden Daten in das Sender-Puffer-Register. Damit geht Ausgang 22 wieder nach „0". Diese High-Low-Flanke startet das Monoflop IC16. Der Ausgang Q geht nach „0" und setzt das RS-FF (IC 21/3 und IC 21/6) zurück. Ferner wird mit diesem Signal auch der Zähler im A/D-Wandler IC18 zurückgesetzt. Nach Ablauf des Monoflops geht $\overline{Q}$ nach „1" und gibt den A/D-Wandler und das RS-FF wieder frei. Die anliegenden Takte können passieren und gezählt werden.

Durch die negative Flanke an Pin 22 und an Pin 2 von IC9 wird eine positive Flanke am Ausgang des Gatters erreicht, die das D-FF IC23 taktet. Der Ausgang Q kippt.

Elektronische Umschaltung für Richtungssignal

Die Gatter von IC25 bilden einen elektronischen Umschalter, der die von den Tasten kommenden Wechselimpulse in Abhängigkeit der Lage des Ausganges Q von IC23 zum Pin 32 des UART durchschaltet.

Dieses Richtungssignal gelangt auch zum Analogschalter IC24 und zum Pin 33 des UART. Die Umschalter schalten also jeweils in Abhängigkeit der Lage des D-FF IC23 die Informationen (Lampenhelligkeit und Diawechsel) zum UART durch.

Der serielle Eingang des UART

(Pin 20) wird entweder direkt über S1 vom seriellen Ausgang 25 oder von den vom Band kommenden Daten gespeist.

Signale vom Bandgerät werden aufbereitet

Der Empfangsteil des FSK-Modems besteht aus dem Vorverstärker (½ IC22), den Begrenzungsdioden D5 und D6, einem Schmitt-Trigger und den Monoflops von IC17.

Die vom Band (Platinenanschluß 2) kommenden Impulse werden von dem OP verstärkt und auf 0 V und 5 V durch die Dioden begrenzt. Der Inverter verbessert die Flankensteilheit etwaiger kleiner Signale. Die so behandelten Impulse gelangen zum Triggereingang von IC17, das eine Ablaufzeit von etwa 508 µs hat. Wenn ein Takt mit 2400 Hz anliegt, bleibt das Monoflop im getriggerten Zustand, und Q liegt auf „1". Das zweite Monoflop des ICs ist gesperrt, sein Ausgang (Datenausgang) liegt auf „1".

Beim Empfang von 1200 Hz bleibt das erste Monoflop nicht getriggert und fällt zurück, bevor es erneut gestartet wird. Das zweite Monoflop wird jetzt gestartet, sein Ausgang $\overline{Q}$ geht nach „0" und bleibt hier solange liegen, wie die 1200 Hz anliegen.

Die empfangenen Daten werden parallel vom UART ausgegeben. Das übertragene achte Bit ist das richtungsweisende Bit und veranlaßt die D-Register IC10 und IC12 mit einer positiven Flanke zur Datenübernahme. Da dieses Bit aber mit den Datenbits ausgegeben wird, muß die Übernahme der Daten durch die Kondensatoren C5 und C6 verzögert werden.

Der Diawechselimpuls für die jeweilige Seite wird an den Ausgängen 16 von IC10 und IC12 geliefert. Eine „0" geht über OR-Gatter (IC 11/8 bzw.

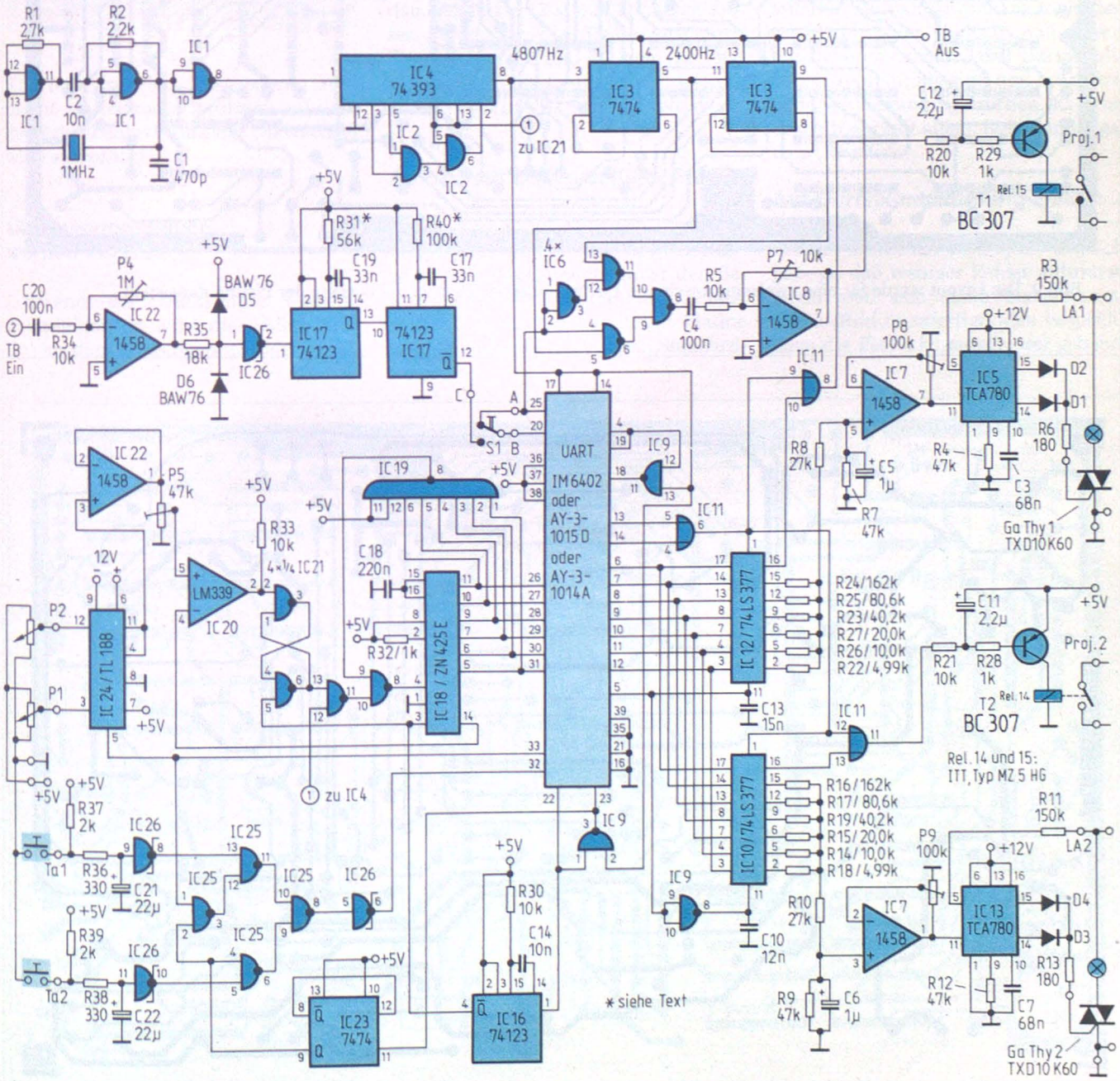


Bild 2. Gesamtschaltbild für eine komfortable Überblendsteuerung für zwei Diaprojektoren. Sie ermöglicht die Steuerung von Hand oder auch vollautomatisch mit Hilfe eines Bandgerätes, wobei auch die Helligkeitsstufen für die einzelnen Bilder abgespeichert werden

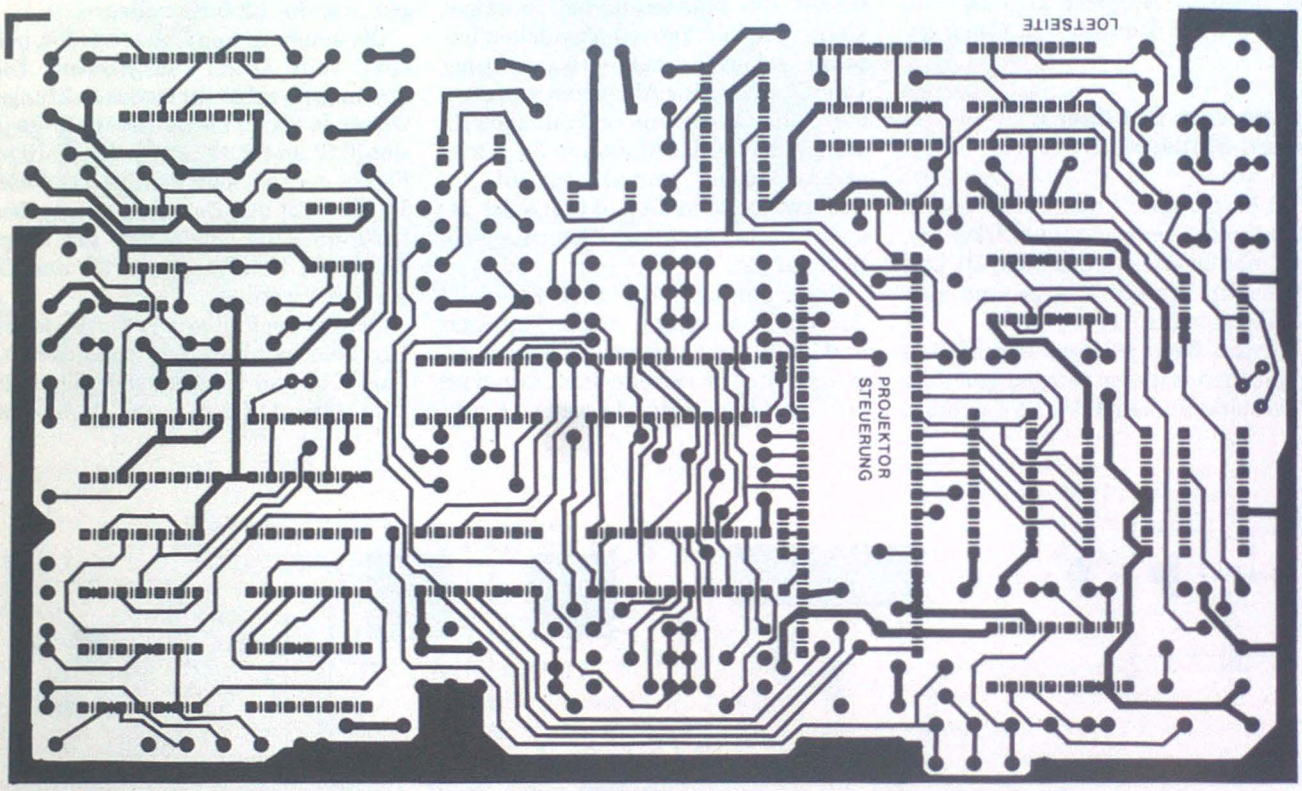


Bild 3. Das Layout wurde für eine zweiseitig kaschierte Platine aufgelöst. Hier ist die Lötseite der Platine dargestellt

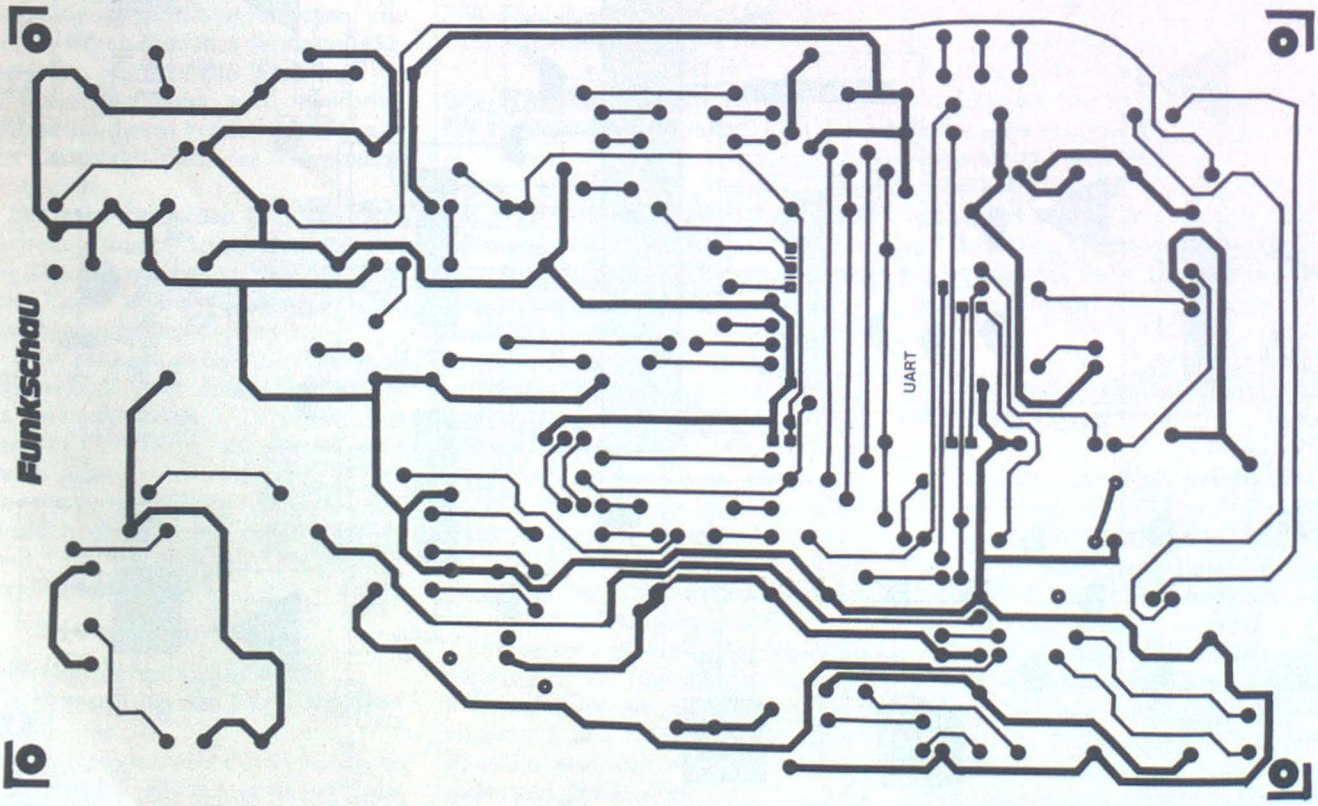
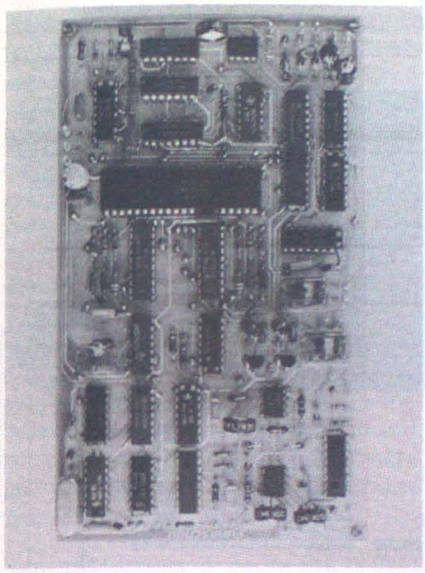


Bild 4. Dieses Leiterbahnbild trägt die Bestückungsseite der Platine. Dadurch entfallen jegliche Drahtbrücken



IC 11/10) zu den Transistoren und macht sie leitend. Hierdurch schließt der Relaiskontakt, und der Diawechsel wird ausgeführt.

Übertragungsfehler werden erkannt

Erkennt der UART einen Übertragungsfehler, so wird dies durch eine „1" an den Ausgängen 13 oder 14 signalisiert. Da bei Auftreten einer Fehlerart die Auswerteschaltung bereits gesperrt werden muß, werden beide Fehleranzeigen zu einem Fehlersignal durch das ODER-Gatter zusammengefaßt.

Mit Sperren der Register behalten sie ihren gespeicherten Wert. Sollte gerade ein Wechselimpuls gespeichert worden sein, so muß dieser Befehl über zwei OR-Gatter von IC11 aufgehoben werden, da dies je nach Projektorfabrikat einen Rücktransport oder laufendes Wechseln zur Folge hätte.

Der digitale Wert der Helligkeit wird über die Widerstände R14...R19 bzw. R22...R27 zu einem analogen Spannungwert gewandelt. Die nachfolgenden Verstärker (2 x ½ IC7) passen diesen Wert an die Phasenanschnitt-Steuerungen IC5 und IC13 an. Die Phasenanschnitt-Steuerungen werden durch den Eingang 5 am IC getriggert.

Aufbau auf doppelseitiger Platine

Bild 3 und *Bild 4* zeigen das Platinen-Layout mit Löt- und Bestückungsseite. Alle Bauelemente außer den Bedienteilen finden auf der Platine Platz.

Die doppelseitig kaschierte Platine konnte leider nicht in einem Standardformat aufgelöst werden, da dies eine noch größere Komprimierung und Komplizierung bedeutet hätte. Die vorliegende Platine muß daher mit dem Maß 10 cm × 17 cm aus einer größeren Platine ausgeschnitten werden. Es ist empfehlenswert, eine bereits mit Fotolack beschichtete Platine zu verwenden, da nur sie einen gleichmäßigen, fleckenlosen Lackfilm garantiert. Eine paßgenaue Belichtung und Entwicklung dürfte einem Bastler wohl keine Schwierigkeit bereiten.

Zum Bohren der Platine ist es empfehlenswert, einen 0,8-mm-Hartmetallbohrer zu verwenden. Dieser Bohrertyp hat den Vorteil, daß sich beim Durchbohren kein Grat bildet und somit die dünnen Lötpunkte nicht beschädigt werden. Jedoch muß darauf hingewiesen werden, daß Hartmetallbohrer sehr spröde sind und schon bei geringer Verkantung brechen. Es kann deshalb nur mit einem Bohrständer gebohrt werden.

Auf Durchkontaktierung achten

Beim Bestücken der Platine hat sich gezeigt, daß weniger Fehler auftreten, wenn man sich einen Bestückungsdruck *(Bild 5)* anfertigt. Man besprüht dazu die Bestückungsseite der gebohr-

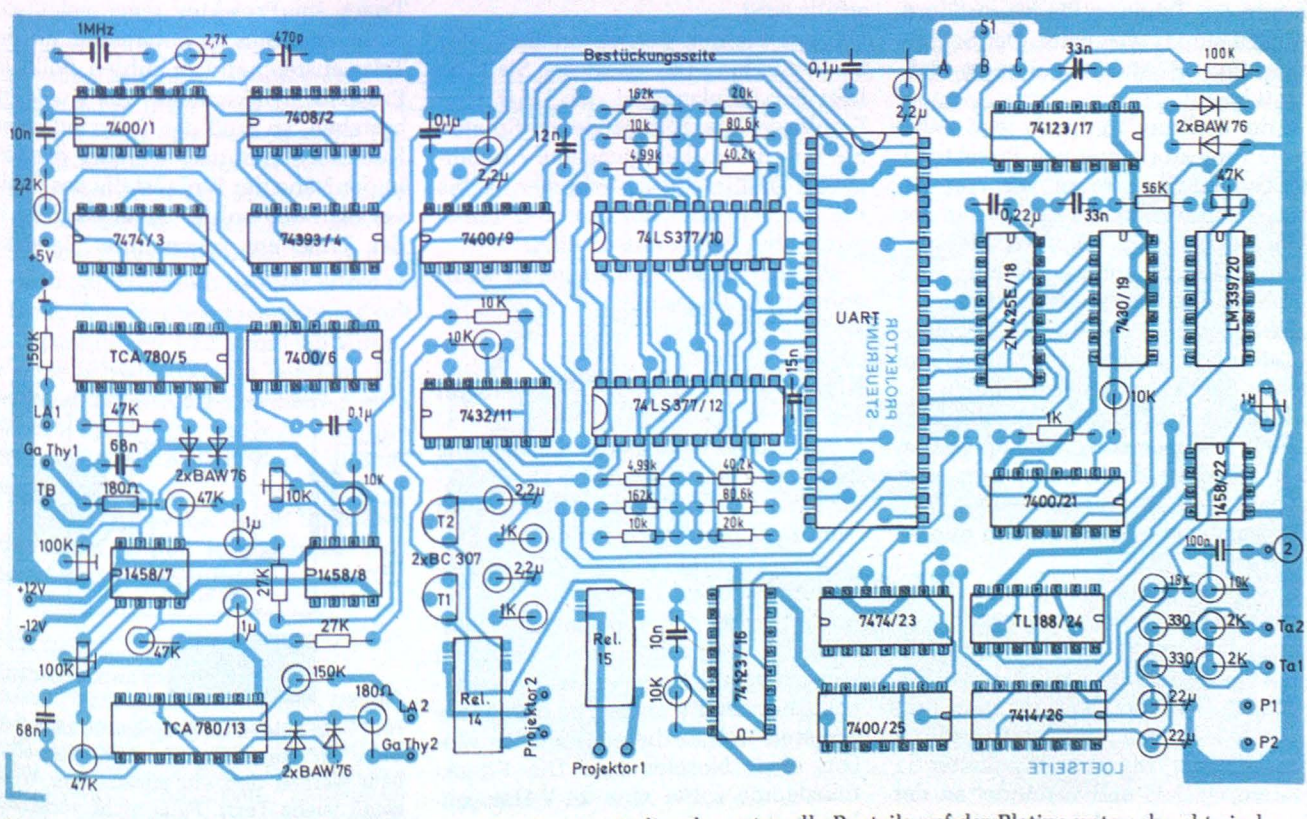


Bild 5. Der Bestückungsplan der Platine zeigt, daß außer den Bedienelementen alle Bauteile auf der Platine untergebracht sind

ten Platine mit einem Fotolack, belichtet und entwickelt dann wie gewohnt.

Auf der Platine sind einige Durchkontaktierungen unter den ICs. Sie sollten vor dem Einsetzen der ICs diese Stellen auf Durchgang überprüfen. Nachdem Sie fertig bestückt haben, prüfen Sie alle Spannungszuführungen und Logikleitungen auf Verbindung.

Wenn Sie keinen Fehler gefunden haben, sollte Ihre neue Diaprojektor-Steuerung funktionieren.

Inbetriebnahme der Schaltung

Die Inbetriebnahme der Diaprojektor-Steuerung geschieht schrittweise.

Beschalten Sie zunächst die Steuerung nach *Bild* 6. Bringen Sie den Betriebsartenschalter S1 in Stellung AB. Hierdurch bedient der serielle Ausgang des UART seinen seriellen Eingang, und Sie können intern arbeiten.

Drücken Sie Taster Ta1. Das Relais 15 muß anziehen, und der angeschlossene Projektor sollte einen Diawechsel ausführen. Genauso verfahren Sie mit Taster Ta2.

Bringen Sie nun das Helligkeitspotentiometer P1 in die Stellung, in der der Schleifer 5 V abgreift. Von diesem Endausschlag nehmen Sie das Poti P1 um einige Millimeter zurück. Drehen Sie nun am Trimmer P5, bis an Pin 8 des IC19 ein „L" erscheint. Der Schleifer des Potis P2 steht dabei in der Stellung 0 V.

In der Stellung, in der P1 jetzt steht, ist die Projektorlampe von Projektor 1 aus. Drehen Sie nun an Trimmer P8, bis der Glühwendel der Lampe 1 in der Mitte leicht glüht. Bringen Sie nun auch P2 in die andere Stellung und verfahren Sie mit P9 wie mit P8.

Schließen Sie nun Ihr Aufnahmegerät an und schalten auf Aufnahme. Drehen Sie den Trimmer P7 bis in die Stellung, in der Ihr Anzeigeinstrument für die Aussteuerung den optimalen Wert anzeigt. Machen Sie nun eine Aufnahme, in der Sie die beiden Projektoren abwechselnd hell und dunkel steuern.

Wegen möglicher – zu großer – Toleranzen der Kondensatoren C17 und C19 ist es sinnvoll, die passenden Widerstandswerte für R31 und R40 zu ermitteln. Hierbei ersetzt man zunächst die beiden Widerstände durch Potentiometer. Man bringt Schalter S1 in Stellung B–C und verbindet an der Platine den Tonband-Ausgang mit dem Tonband-Eingang.

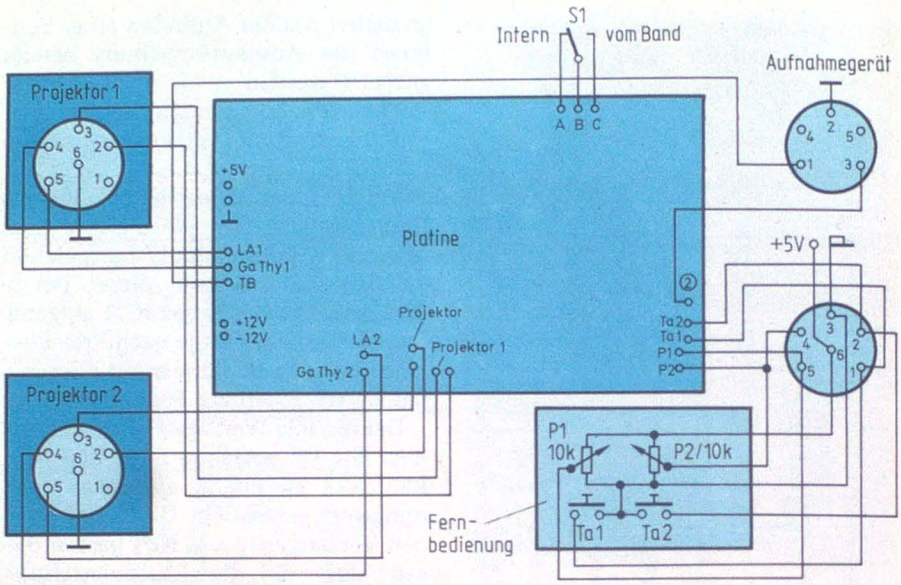


Bild 6. Anschluß- und Verdrahtungsplan für das Dia-Überblendgerät. Zusätzlich ist nur noch die Stromversorgung erforderlich

An Pin 5 des UART kontrolliert man über eine schnell zusammengebaute Transistor-Schaltstufe (Basis-Vorwiderstand 5,6 kΩ) mit einer Leuchtdiode, ob die Rechts-/Links-Information übertragen wird. Das Flackern der LED muß dabei genau so aussehen wie in Stellung A–B des Schalters S1. Die beiden Potentiometer werden so lange verstellt, bis die Funktion einwandfrei erfüllt wird.

Legen Sie den Betriebsartenschalter S1 in Stellung BC. In dieser Stellung liegt der Empfangsteil des UART am Empfänger des FSK-Modems. Spielen Sie nun die soeben gemachte Aufnahme ab. Drehen Sie am Trimmer P4, bis die Projektoren nach der von Ihnen gemachten Aufnahme arbeiten.

Die Diaprojektor-Steuerung ist somit vollständig eingestellt.

Kleiner Eingriff in die Projektoren

Für unsere Überblendsteuerung kann jeder handelsübliche Diaprojektor benutzt werden. Sie sollten jedoch beim Kauf darauf achten, daß die Projektoren eine automatische Scharfeinstellung besitzen, die auch dann funktioniert, wenn die Projektorlampe dunkel ist. Ferner sollten die Projektoren einen Fernbedienungs- oder Tonbandanschluß bereits eingebaut haben. Sie ersparen sich in diesem Fall den Einbau einer Normbuchse. Die Projektionslampe sollte eine 24-V-Halogenlampe sein.

Diesen Forderungen entspricht z. B. der Projektor „ennaMat 1200 AF". Wenn die Lampenspannung Ihres Projektors 24 V beträgt, dann bauen Sie einen Vorwiderstand R_V von 100 kΩ, wie in *Bild 7* gezeigt, im Projektor ein (bei Lampenspannung 220 V: R_V = 2,2 MΩ).

Wenn Sie laut Schaltbild 7 den Lampenstromkreis durch den Triac ergänzen, so suchen Sie für die Montage des Triacs im Projektor eine metallische Stelle aus. Dies ist notwendig, um den Triac ausreichend zu kühlen. Sollte Ihr Projektor vollkommen aus Kunststoff bestehen, so muß der Triac auf einem Kühlblech montiert werden, das sich in der Nähe der Einlaßstelle des Gebläses befinden sollte. Systembedingt ist der Triac ein sogenannter Zweiqua-

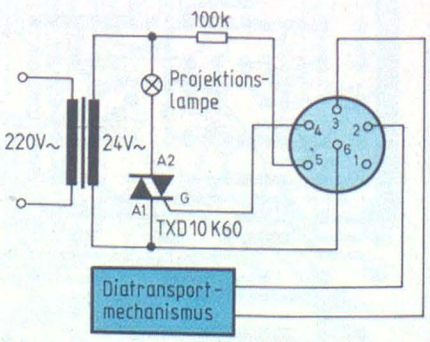


Bild 7. In beiden Diaprojektoren muß je ein Triac für die Helligkeits-Steuerung eingebaut werden und ein zusätzlicher Widerstand (siehe Text). Falls nicht vorhanden, muß eine Buchse zum Anschluß des Steuergeräts angebracht werden

dranten-Triac, der bei einer negativen Halbwelle durch einen positiven Steuerstrom leitend gemacht werden kann. Der vorgeschlagene Triac-Typ ist für den Betrieb einer 150-W-Lampe gedacht. Sollten Sie eine größere Leistung haben, so müßten Sie sich einen anderen Zweiquadranten-Triac aussuchen, dessen Steuerstrom aber nicht über 50 mA liegen darf.

Im Bild 6 sind Steckerbelegungen angegeben. Sie können natürlich unseren Vorschlag beliebig ändern. Wenn aber mehrere diese Schaltung nachbauen, z. B. in einem Fotoclub, so sollten die Belegungen einheitlich sein, um die Geräte untereinander austauschbar zu machen.

Automatische Diashow

Ihre Diashow soll vollautomatisch vom Band gesteuert werden. Daneben wird Ihr Vortrag mit Musik und Text vom selben Band untermalt. Hierzu stehen zwei Systeme zur Verfügung.

1. Sie benutzen ein Stereogerät, von dem Sie eine Spur als Steuerspur benutzen und die andere Spur als Untermalung nutzen. In diesem Fall müssen Sie jedoch auf eine Stereowiedergabe verzichten.
2. Sie leisten sich ein Stereogerät, das eine zusätzliche dritte Impulsspur besitzt (wie z. B. Uher 240 AV). Bei einem solchen Gerät bleibt eine Stereodarbietung voll erhalten. Da bei sogenannten Impulskopfgeräten der Impulskopf direkt von außen zu bedienen ist, müßte zwischen die Projektor-Steuerung und Tonband oder Recorder noch ein eigener Wiedergabeverstärker geschaltet werden. Genaue Angaben sollten Sie sich jedoch beim Gerätehersteller erfragen.

Der Aufbau der Stromversorgung mit den Spannungen ±12 V und +5 V dürfte keine Schwierigkeiten bereiten. Die Stromaufnahme für ±12 V beträgt etwa 200 mA, für 5 V ca. 500 mA. Und nun viel Erfolg beim Aufbau und viel Spaß bei Ihrer Diashow!

Wem der Aufwand dieser Schaltung zu groß ist, findet im nächsten Heft eine einfachere Schaltung.

Stichworte zum Inhalt
Diashow, Dunkelphase, A/D-Wandler, 2R-Netzwerk, Phasenanschnittsteuerung, FSK-Modem, UART (Universal Asynchronus Receiver/Transmitter), Übertragungsfehler, Datentelegramm, Quarz-Oszillator, Analogschalter, Zweiquadranten-Triac, Stereogerät mit Impulsspur, IM6402, AY-3-1015D, ZN425E, TCA780, LM339, 1458.

Neues Befestigungsmaterial für Bastler

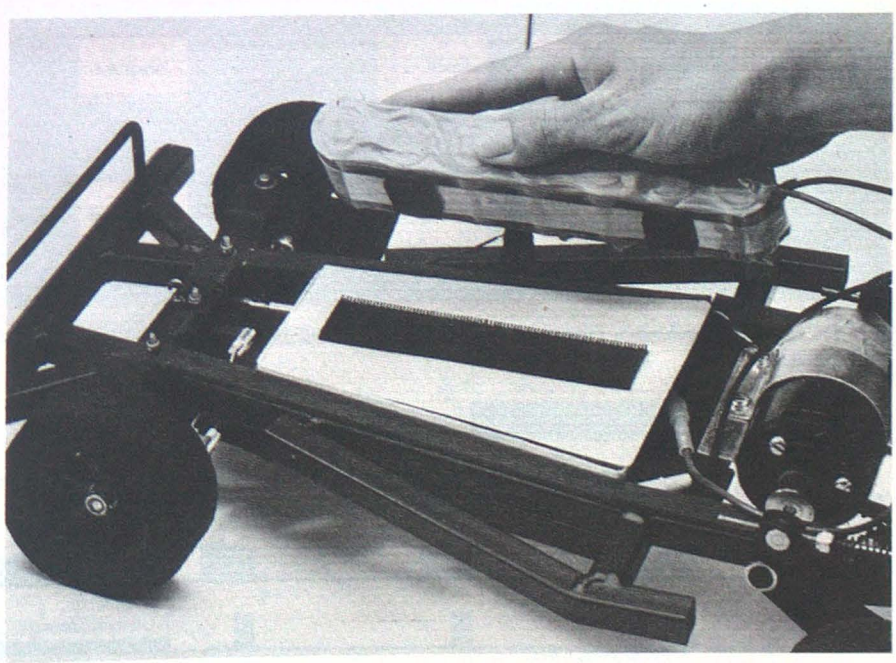
Viele Bastler und Modellbaufreunde stehen immer wieder vor der Frage, wie man Teile zwar fest miteinander verbinden, aber von Fall zu Fall wieder lösen kann. Schrauben, Heften und Nieten scheidet oft aus aufgrund der eingesetzten Materialien, oder auch die Oberfläche soll nicht beschädigt werden.

Eine andere Lösung: Doppelseitige Klebebänder oder Klebstoff sind zwar für eine feste Verbindung geeignet, aber kaum für ein Lösen und Wiederbefestigen, wie es gerade beim Modellbau-Hobby immer wieder erforderlich ist. Ein Auseinanderschrauben ist oft zu zeitaufwendig.

Mit „Dual Lock" bietet nun 3M einen neuen selbstklebenden, flexiblen Druckverschluß für die vorgenannten Probleme und Anforderungen an. Wenn beispielsweise Servos, Fernsteuerungs-Empfangsanlagen, Bau- und sonstige Kleinteile austauschbar sein sollen oder Akkus zum Aufladen gelöst und wieder befestigt werden sollen, genügen zwei Streifen „Dual Lock" (*Bild*).

Die Streifen in der Standardbreite von 25 mm sind mit vielen kleinen Halbkugelköpfen ausgerüstet, die gegenseitig ineinandergreifen. Drückt man zwei Streifen „Dual Lock" zusammen, ergibt sich eine feste Verbindung, die sich jederzeit lösen und wieder verschließen läßt. Die Halbkugelköpfe greifen auch versetzt oder in unterschiedlichen Winkeln fest ineinander.

Rückseitig sind diese Streifen mit einem hochwertigen, aggressiv klebenden Klebstoff beschichtet, mit dauerhafter Klebkraft auf den unterschiedlichsten Materialien wie Metall, Kunststoff, Holz, Glas usw. Zu beziehen ist „Dual Lock" beim einschlägigen Fachhandel.



Nicht nur für den Modellbau geeignet ist der selbstklebende, flexible Druckverschluß „Dual Lock", der sich jederzeit lösen und wieder schließen läßt

Berichtigung

SSB-Transceiver-Baustein

FUNKSCHAU 1981, Heft 16, Seite 77

In der dritten Spalte auf Seite 77 im zweiten Absatz muß es richtig heißen: Das Signal wird dann von Tr1 über die Diode D2 und C1 dem Gate des Feldeffekttransistors zugeführt, dessen Ausgang über D5 und Tr2 geführt wird.

Minimum-Maximum-Thermometer

mit Meßwert-Speicherung

In der bevorstehenden kalten Jahreszeit möchte man oft wissen, wie kalt es in der vergangenen Nacht eigentlich gewesen ist oder auch, wie warm es tagsüber maximal war. Dazu benötigt man ein Thermometer, das den niedrigsten bzw. den höchsten Temperaturwert speichert. Nach dem Ablesen werden die beiden gespeicherten Werte gelöscht, und der Meßvorgang beginnt von neuem.

Die herkömmlichen Minimum-Maximum-Thermometer arbeiten mit einer Quecksilbersäule in einem U-förmigen Glasrohr. Durch die Ausdehnung wird ein Stift mitgenommen, der beim Zusammenziehen des Quecksilbers in dieser Stellung bleibt, bis er von Hand mit einem Magneten wieder in die Ausgangslage zurückgezogen wird.

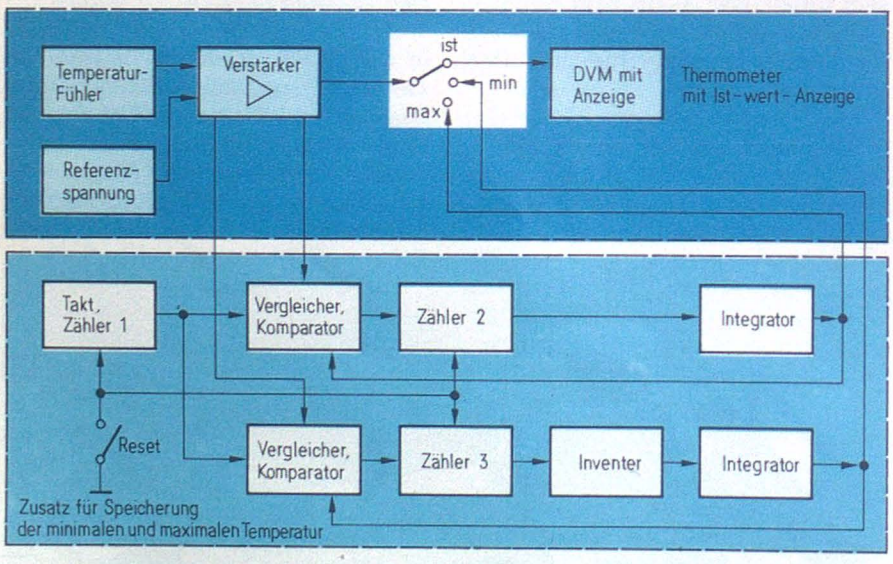


Bild 1. Funktionsblöcke des Thermometers mit Speicherung der minimalen und maximalen Temperatur

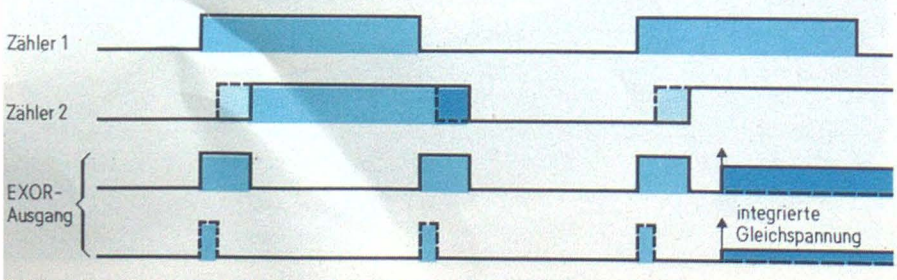


Bild 2. Impulsfolgen der Zähler, die nach Aufintegrieren eine Gleichspannung ergeben, die zur Anzeige der maximalen Temperatur herangezogen werden kann

IC als Temperaturfühler

Unser elektronisches Thermometer hat einiges mit den herkömmlichen Thermometern gemeinsam: einen Temperaturfühler, die Ableseeinheit und die Speicher, die allerdings nicht unbedingt auf den ersten Blick in der Funktionsschaltung von *Bild 1* wiederzufinden sind:

Als Temperaturfühler dient das IC LM135, das für den Temperaturbereich von –55 °C bis +150 °C geeignet ist. Wer mit einem engeren Temperaturbereich auskommt, kann den LM235 (–40 °C...+125 °C) oder den LM335 (–10 °C...+100 °C) einsetzen, die natürlich auch billiger sind. Für den LM135 wird vom Hersteller (National Semiconductor) über einen Temperaturbereich von 100 °C ein maximaler Fehler von 1 °C angegeben.

Als Anzeigeeinheit kann ein handelsübliches Digitalvoltmeter dienen. Die Schaltung ist so ausgelegt, daß die Anzeige von z. B. 1000 mV einer Temperatur von 100,0 °C entspricht. Die Auflösung beträgt demnach 0,1 °C.

Ergänzt man nun noch eine Referenzspannungsquelle und einen Differenzverstärker, so hat man schon ein vollständiges Thermometer mit einer Istwert-Anzeige, wie der obere Block in Bild 1 zeigt.

Dynamische Speicherung mit Zählerbaustein

Komplizierter wird es allerdings nun bei den Speichern für die minimale und die maximale Temperatur, zu sehen im unteren Teil des Blockschaltbildes.

Taktet man zwei Zähler mit der gleichen Frequenz und verschiebt die Phase eines Zählers, so erhält man nach Vergleich der Ausgangsimpulse mit einem EXOR-Gatter eine Impulsfolge, deren Pulsbreite von der Phasenverschiebung abhängt (*Bild 2*). Werden diese anschließend aufintegriert, so erhält man eine Gleichspannung, die als Maß für die maximale, bzw. nach dem Invertieren der Impulse, für die mini-

male Temperatur herangezogen werden kann.

Das Funktionsprinzip wird deutlicher anhand des Gesamtschaltbildes in *Bild 3*. Mit dem Baustein CD4060 (Zähler 1) wird eine Taktfrequenz von etwa 400 kHz erzeugt (der Wert ist völlig unkritisch). Dieser Takt, abgegriffen an Pin 9, gelangt über je ein EXOR-Gatter auch auf die Eingänge der Zähler 2 und 3, wenn die Ausgänge der Komparatoren K1 und K2 „L" sind.

Ändert sich nach einem „Reset" die Umgebungstemperatur nicht, so werden die Impulse von Q14 des Zählers 1 auf die Zähler 2 und 3 durchgeschaltet. Sie verschieben die Phasenlage der beiden Zähler so lange, bis sie bei der Isttemperatur angelangt ist. Die Anzeige für Maximum und Minimum ist dann identisch mit der Isttemperatur.

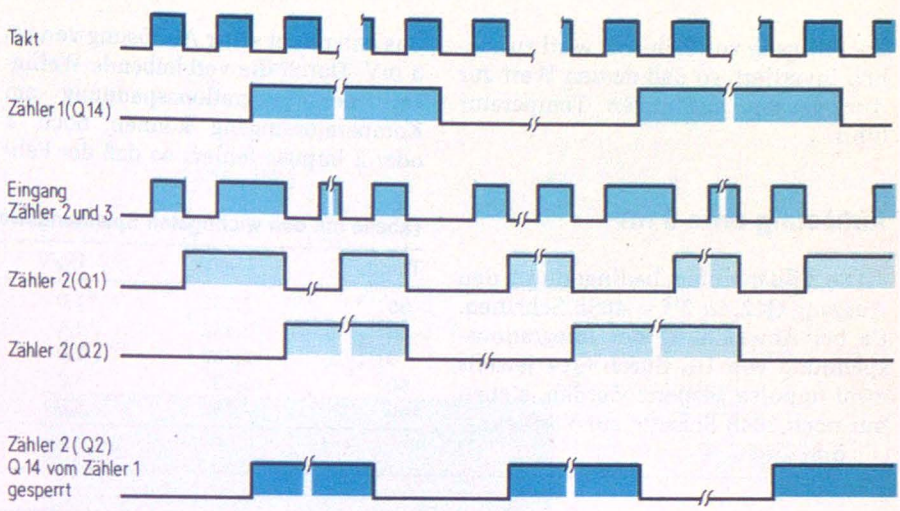


Bild 4. Impulsfolgen der wichtigsten Punkte der Schaltung. Die unten dargestellte Impulsform würde entstehen, wenn Q14 nicht durchgeschaltet wird.

Abweichende Phasenlage als Maß für die minimale oder maximale Temperatur

Nach jeweils 2^{14} Takten gelangt von Zähler 1 (Ausgang Q14) ein Taktimpuls auf die NAND-Gatter. Wenn die Spannung des Integrationsgliedes nicht die Spannung U_M erreicht hat, ist der Ausgang des Komparators „H", damit schaltet das NAND-Gatter den Impuls von Q14 des Zählers 1 durch und sperrt so die Taktfrequenz am EXOR. Die Phase des Zählers 2 wird gegen Zähler 1 verschoben (*Bild 4*). Infolgedessen steigt die Integrationsspannung an, bis sie wieder die Spannung U_M erreicht hat.

Der Komparatorausgang K1 kippt auf „L", so daß die Takte wieder alle zum Zählereingang gelangen. Der Zähler hält den vorherigen maximalen Wert gespeichert, der mit dem Schalter S1 zur Anzeige gebracht werden kann.

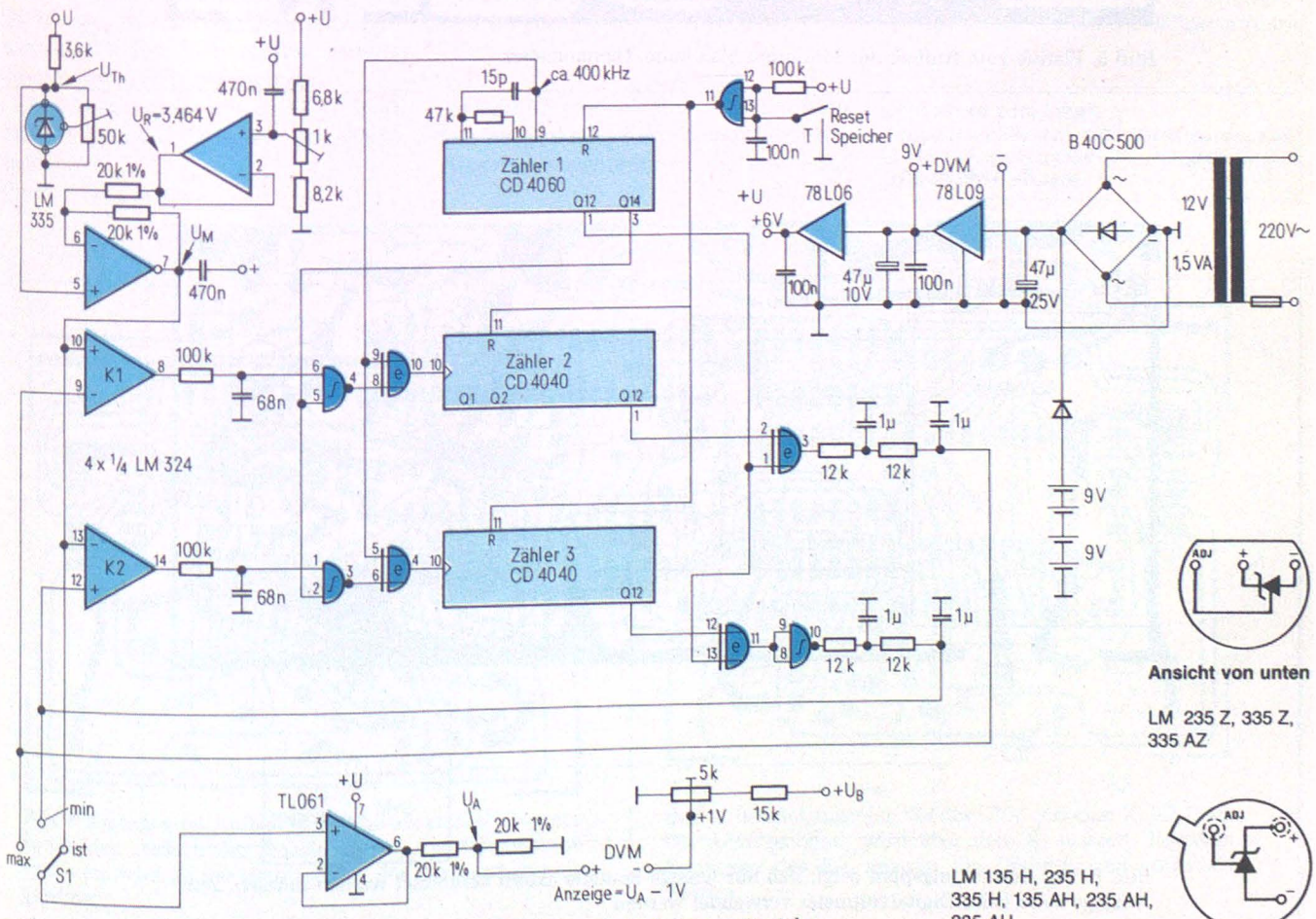


Bild 3. Gesamtschaltbild für das Thermometer mit Minimum- und Maximum-Speicher

Ansicht von unten

LM 235 Z, 335 Z, 335 AZ

LM 135 H, 235 H, 335 H, 135 AH, 235 AH, 335 AH

Der Ausgang von Zähler 2 wird zusätzlich invertiert, so daß dessen Wert zur Anzeige der minimalen Temperatur führt.

Auflösung etwa 3 mV

Die Zähler laufen, bedingt durch den Ausgang Q12, in $2^{12} = 4096$ Schritten. Da bei Abweichung der Integrationsspannung von U_M durch Q14 jeweils zwei Impulse gesperrt werden, stehen nur noch 2048 Schritte zur Verfügung. Das entspricht einer Auflösung von ca. 3 mV. Durch die verbleibende Welligkeit der Integrationsspannung am Komparatoreingang können noch 1 oder 2 Impuse fehlen, so daß der Fehler maximal 6 mV, das sind 0,3 °C, beträgt. Der Speicher braucht etwa 70 s, um den vollen möglichen Temperaturbereich von −67 °C...+145 °C zu durchlaufen.

Tabelle mit den wichtigsten Spannungswerten zum Abgleich

Temp./°C	U_{Th}/V	U_M/V	U_A/mV	Anzeige/mV
–50	2,232	1,0	+500	–500
–30	2,432	1,4	+700	–300
0	2,732	2,0	+1000	0
60	3,332	3,2	+1600	+600
100	3,732	4,0	+2000	+1000

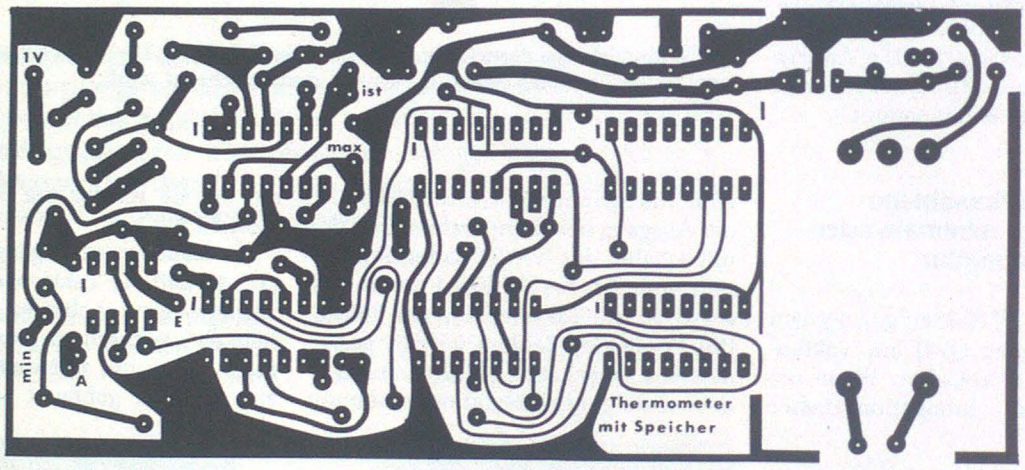


Bild 5. Platine zum Aufbau des Minimum-Maximum-Thermometers

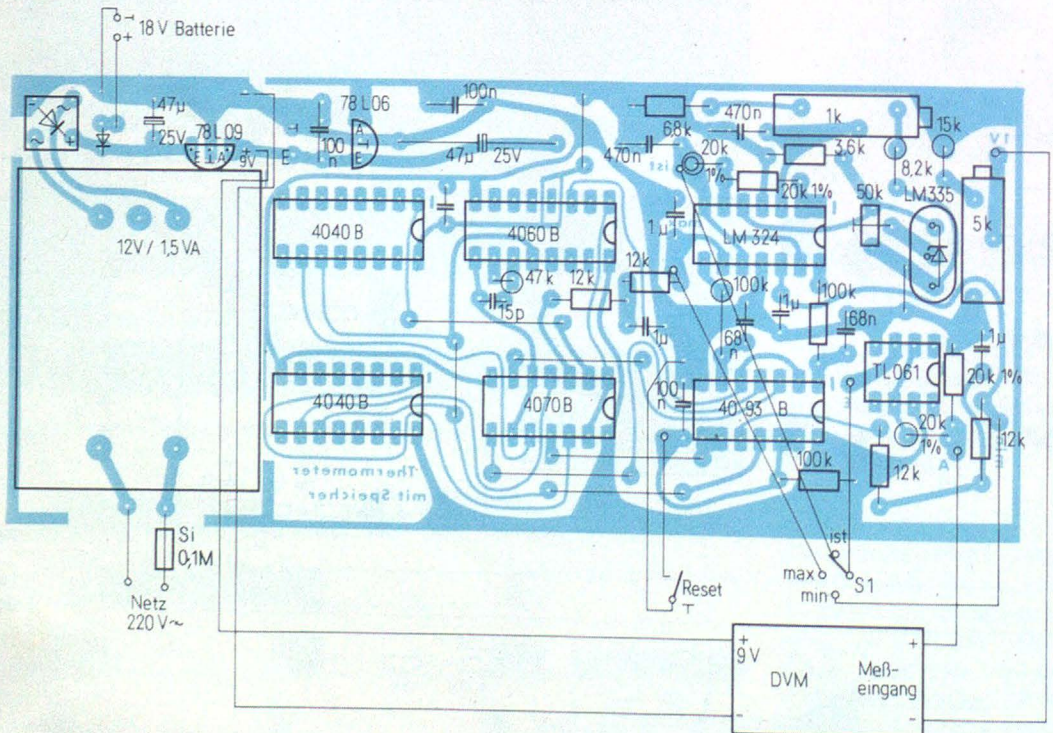


Bild 6. Der Bestückungsplan zeigt, daß nur wenige Bauteile extern verdrahtet werden müssen. Zur Anzeige kann jedes Digitalvoltmeter verwendet werden

Anzeige mit DVM

Der Aufbau des Thermometers kann leicht auf der Platine nach *Bild 5*erfolgen. Der Bestückungsplan (*Bild 6*) zeigt, daß extern nur der Schalter S1 zur Abfrage der Temperaturen (muß unterbrechend schalten), die Reset-Taste (zur Rückstellung der minimalen und maximalen Temperaturanzeige) und ein DVM für die Temperaturanzeige angeschlossen werden müssen.

Es kann jedes DVM verwendet werden. Wer aber ein vollständiges Gerät zur ständigen Temperaturanzeige aufbauen will, wird zusätzlich ein DVM spendieren. Wir zeigen in *Bild 7* die Applikationsschaltung des Bausteins ICL7106 für eine 3½stellige LCD-Anzeige. Die Versorgungsspannung für diese Schaltung kann der Thermometerplatine entnommen werden (siehe dazu den Bestückungsplan). Zum Aufbau haben wir auch für das DVM ein Platinenlayout in *Bild 8* abgebildet. *Bild 9* zeigt den zugehörigen Bestükkungsplan.

Die Spannung des Temperaturfühlers wird zur Erweiterung des Temperaturbereichs um den Faktor 2 verstärkt und durch die Referenzspannung von 3,464 V in einen anderen Spannungsbereich umgesetzt.

Die Ausgangsspannung U_A kann nach folgender Formel berechnet werden:

$UA = 2 \cdot U_{Th} - U_R$.

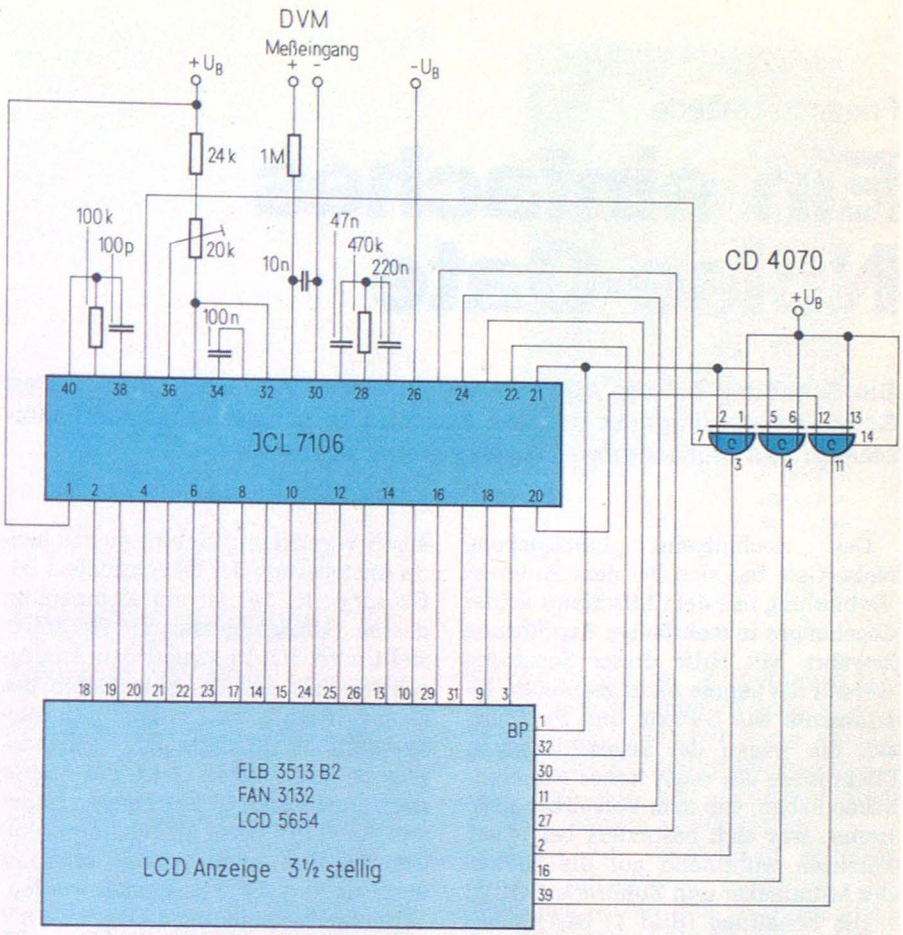


Bild 7. Schaltung für ein einfach aufzubauendes Digitalvoltmeter mit 3½stelliger Anzeige

Dadurch ergeben sich die Spannungen der *Tabelle*, nach denen auch der Abgleich vorgenommen werden kann.

Klose/Scholz

Stichworte zum Inhalt
Temperaturfühler LM 335, Referenzspannungsquelle, Phasenverschiebung, Integrationsglied, DVM-Baustein ICL7106.

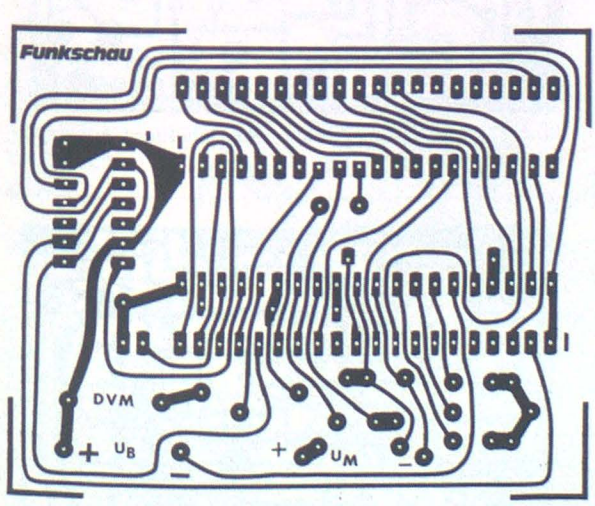


Bild 8. Platine zum Aufbau des DVM; sie ermöglicht einen kompakten Aufbau der Anzeigeeinheit. Die Versorgungsspannung wird an der Hauptplatine des Thermometers abgegriffen

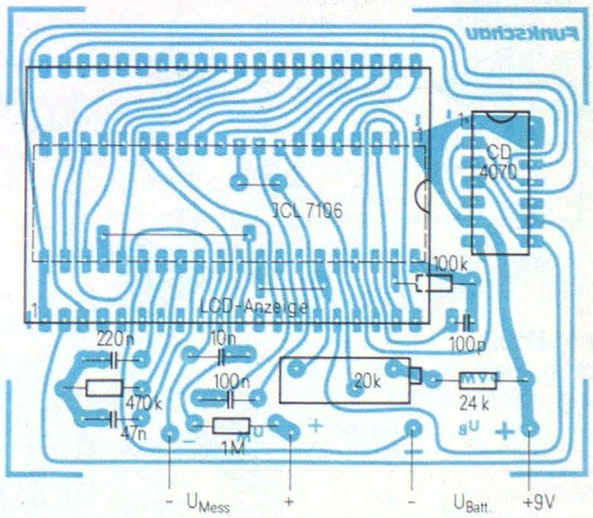


Bild 9. Bestückungsplan für das DVM mit dem IC ICL7106. Die Anzeigeeinheit wird über dem IC plaziert. Vor dem Bestücken des ICs müssen die Drahtbrücken eingelötet werden

Friedrich Ueberle

Ein einfaches Noise-Gate

Die Schaltung hat die Aufgabe, ein Nf-Signal von einer einstellbaren Schwellenamplitude an auf den Ausgang zu schalten und nach Ausbleiben des Signales den Eingang wieder abzutrennen.

Das nachfolgend beschriebene Noise-Gate hat sich bei dem Autor in Verbindung mit dem Mischpult seiner Orgelanlage in mehrfacher Ausführung bewährt. Mit Hilfe dieser Schaltung werden die gerade nicht gespielten Instrumente wie E-Piano und Synthesiser, die wegen der angeschlossenen Effektgeräte ein recht hohes Ruherauschen haben, von dem Verstärker abgetrennt, was sich besonders bei leisen Passagen wohltuend auf die Nerven der Mitmusiker und Zuhörer auswirkt.

Die Schaltung (*Bild 1*) besteht aus dem Eingangsverstärker I, der mit etwa 40 dB Verstärkung für eine ausreichende Ansteuerung des Gleichrichters D1, D2 sorgt. IC 1/II ist ein Komparator, dessen Schaltschwelle mit P1 eingestellt wird. IC1/III steuert den Analogschalter IC2 an. Das Einschalten des Gatters wird gleichzeitig durch die Leuchtdiode D3 angezeigt. Nach Ausbleiben des Signals fällt das Gatter nach einer durch C* bestimmten Haltezeit ab. IC1/IV dient als Spannungsfolger für das Audio-Signal, er kann auch als Verstärker geschaltet werden.

Die Speisespannung darf ± 5...± 8 V betragen. Die Operationsverstärker können sowohl Einzeltypen wie 741 oder TL 081 sein, als auch ein 4fach-OP (TL 084, LM 324). Die Dioden D1 und D2 sollten Germaniumdioden sein (AA 118, 119). Die Platine in *Bild 2* ist für den LM 324 ausgelegt. *Bild 3* zeigt den Bestückungsplan.

Zur Einstellung schließt man die Schaltung an die „Rauschquelle" an und stellt P1 so ein, daß das Gatter ohne Nutzsignal sicher abschaltet. Die Haltezeit kann durch entsprechende Wahl von C* gewählt werden.

Wenn man IC1/IV an Punkt M als invertierenden Addierer nach *Bild 4* beschaltet, hat man ein einfaches Mischpult für alle möglichen Anwendungen.

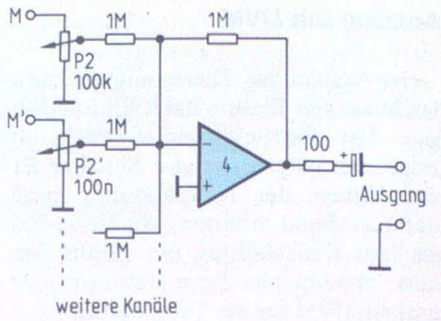


Bild 4. Variante zum Ausbau der Schaltung als kleines Mischpult

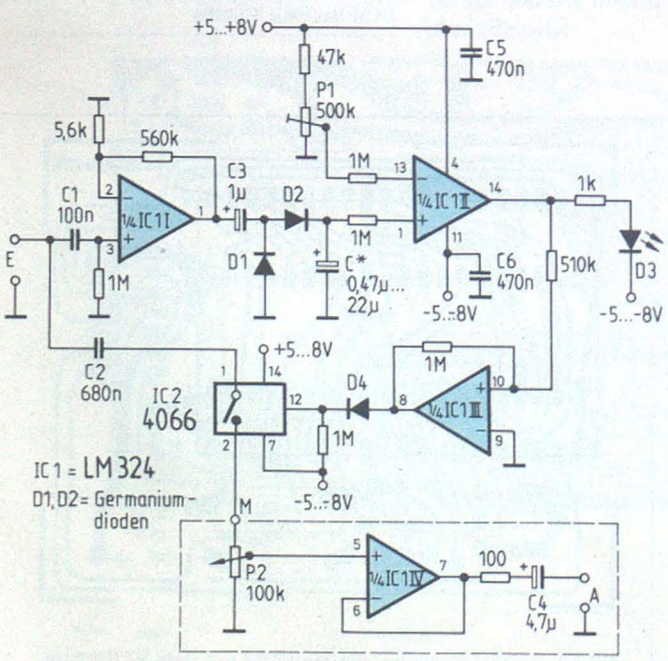


Bild 1. Schaltung für das einfache Noise-Gate

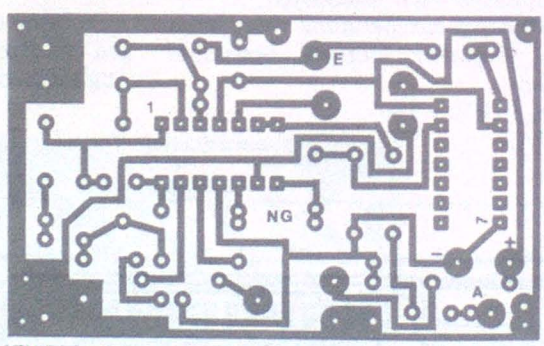


Bild 2. Platine zum Aufbau der Schaltung mit dem 4fach-OP LM 324

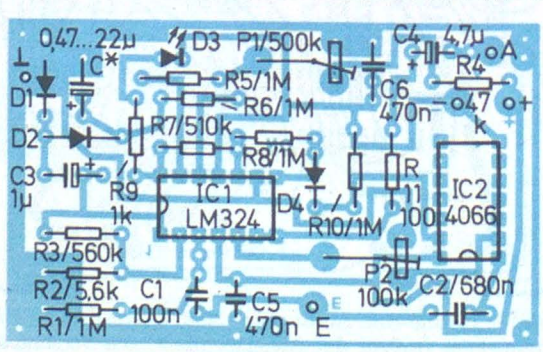


Bild 3. Bestückungsplan. Zu beachten ist, daß D1 und D2 Ge-Dioden sind, C* wird nach Bedarf ermittelt

Dr. Hubert Ihringer

Mikrowellen-Bewegungsmelder

1. Teil

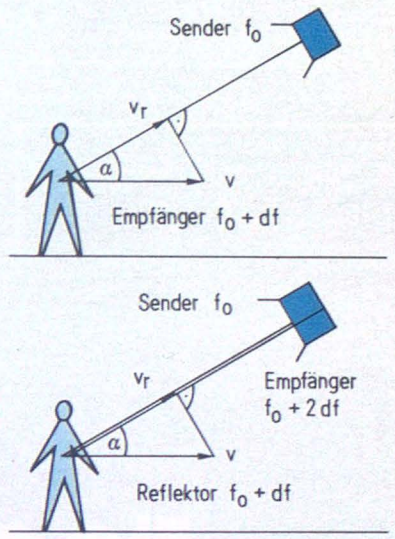


Bild 1. Prinzipielle Wirkungsweise des Dopplerradars bei bewegtem Empfänger (oben) und bewegtem Reflektor (unten)

Mit Radargeräten lassen sich Geschwindigkeit und Abstand von Objekten messen. Ein Gerät mit unmoduliertem Sendesignal, wie es hier beschrieben wird, ermöglicht nur die Detektion der Bewegung von Objekten. Bewegungsmelder werden für Sicherungs-, Steuerungs- und Meßzwecke eingesetzt. Im ersten Teil dieses Beitrags werden die grundsätzlichen Eigenschaften des Gerätes und Maßnahmen zur Erhöhung der Störsicherheit erklärt. Der zweite Teil befaßt sich mit dem Aufbau einer zuverlässigen Auswerteschaltung.

Dieses Gerät ist für eine Alarmanlage ausgelegt und ermöglicht es, die Bewegung von Personen bis zu einer Entfernung von 20 m zu detektieren. Es eignet sich damit besonders zur Überwachung von Freigelände, ist aber auch in Räumen verwendbar. Das Gerät liefert ein Signal zur Ansteuerung von Scheinwerfern, einer Kamera oder einer Sirene.

Für den Aufbau sind keine speziellen Mikrowellenkenntnisse erforderlich, da ein handelsübliches Mikrowellenmodul mit Sende- und Empfangsteil verwendet wird. Die Auswertung ist mit einer Störunterdrückung und Funktionsüberwachung ausgestattet.

Frequenzverschiebung durch Dopplereffekt

Ein Empfänger, der sich nach *Bild 1* oben relativ zu einem feststehenden Sender bewegt, empfängt das Sendesignal mit einer Frequenzverschiebung. Diese Dopplerfrequenz df lautet

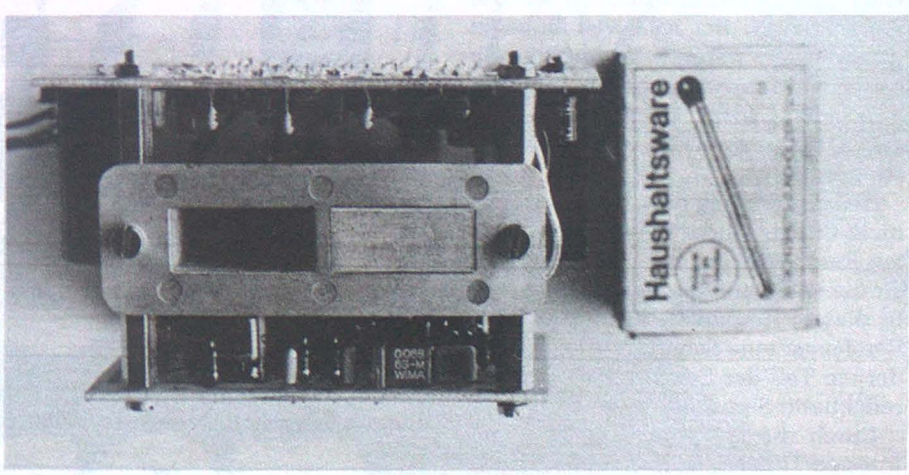
$$df = \frac{v_r f_0}{c}$$

mit $v_r = v \cdot \cos \alpha$ = Radialgeschwindigkeit, f_0 = Sendefrequenz, c = Ausbreitungsgeschwindigkeit (bei elektromagnetischer Strahlung gleich Lichtgeschwindigkeit $c = 3 \cdot 10^8$ m/s)

Bewegt sich nach Bild 1 unten anstelle des obigen Empfängers ein reflektierender Körper, so wirkt dieser wie ein bewegter Sekundärstrahler, der ein Signal mit einer um df verschobenen Frequenz zurückstrahlt. Wird dieses Signal von einem beim Sender stehenden Empfänger aufgenommen, so wird dieser eine weitere Frequenzverschiebung feststellen, die bei $v \ll c$ ebenfalls df beträgt. Am Ort des Senders ist das reflektierte Signal damit um den Betrag $2df = \Delta f$ in der Frequenz verschoben.

Diese Frequenzverschiebung kann auch durch die Betrachtung der Phase des reflektierten Signals erklärt werden. Diese dreht sich bei einem bewegten Reflektor nach *Bild 2* (oben), da sich die Laufzeit ändert. Eine Annäherung oder Entfernung um eine halbe Wellenlänge des Sendesignals bewirkt eine ganze Umdrehung um einen Winkel von 2π. Hier tritt die halbe Wellenlänge auf, weil das Signal die doppelte Entfernung zurücklegen muß (Hin- und Rückweg).

Das gesamte reflektierte Signal ist damit einseitenbandmoduliert, wobei der Träger den Reflexionen unbewegter Objekte und das Seitenband denen von bewegten Objekten entspricht. Die Frequenzverschiebung im Spektrum nach Bild 2 (unten) entspricht daher der Anzahl der halben Wellenlängen, die ein Objekt pro Sekunde zurücklegt. Eine halbe Wellenlänge beträgt bei einer Sendefrequenz von 9,35 GHz, wie sie für Mikrowellengeräte verwendet wird, $\lambda/2$ = 1,6 cm. Eine Radialge-



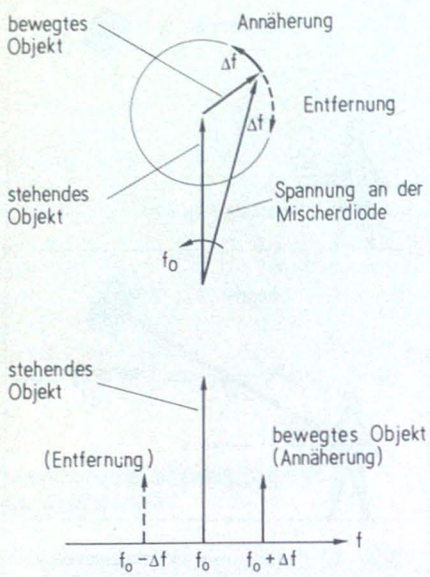


Bild 2. Reflektiertes Signal in Zeigerdarstellung (oben) und dessen Frequenzspektrum (unten)

schwindigkeit von 1,6 cm/s erzeugt daher eine Frequenzverschiebung von 1 Hz.

Mikrowellenmodul als Sender und Empfänger

Als Sender und Empfänger eignen sich besonders die von verschiedenen Firmen für diesen Zweck entwickelten Module. *Bild 3* zeigt links ein in Hohlleitertechnik aufgebautes Mikrowellenmodul. Der Sender besteht aus einem Resonator, der ein Gunnelement enthält.

Dieses Halbleiterbauelement gibt beim Anlegen einer Gleichspannung eine Mikrowellenleistung von etwa 10 mW ab. Diese Strahlung ist für Lebewesen völlig unschädlich, da sie wie Wärme wirkt. Bei sehr viel höheren Leistungen wären Verbrennungen möglich (Mikrowellenherd). Die Sendefrequenz wird hauptsächlich von den Abmessungen des Resonators bestimmt.

Die Abstrahlung der Leistung erfolgt nicht direkt, sondern über einen zweiten Resonator, um die Anforderungen an die spektrale Reinheit einzuhalten. In diesem Resonator befindet sich als Empfänger eine Schottky-Diode D1, an der ein Teil des Sendesignals und das reflektierte Signal anliegen.

Durch die Mischung an der nichtlinearen Diodenkennlinie entsteht die gewünschte Differenzfrequenz Δf. Die Summen- und Sendefrequenz werden durch einen eingebauten Kondensator kurzgeschlossen. Bei einer Sendefrequenz von f_0 = 9,35 GHz und einer Geschwindigkeit von v = 1m/s (3,6 km/h, langsamer Gang) ergibt sich nach obiger Ableitung eine maximale Frequenzdifferenz von 62 Hz, die im Niederfrequenzbereich liegt und einfach weiterverarbeitet werden kann.

Das reflektierte Signal enthält im allgemeinen auch noch einen von feststehenden Objekten herrührenden Anteil, so daß es direkt gleichgerichtet werden könnte. Die Empfindlichkeit wird jedoch wesentlich höher, wenn der Diode ein Teil der Oszillatorleistung direkt zugeführt wird. Mit einer Diode kann nur eine Bewegung detektiert werden, nicht aber, ob sich das Objekt nähert oder entfernt. Dazu benötigt man spezielle Empfänger mit zwei Mischern.

Nicht alle Körper eignen sich als Reflektoren

Als reflektierende Körper wirken alle elektrisch leitenden Gegenstände, aber auch Isolatoren, da sie einen kapazitiven Einfluß haben. Das Signal sehr kleiner, isolierender dünner oder leichter Körper (Schaum) kann aus Empfindlichkeitsgründen nicht auswertbar sein. Insbesondere ergeben gasförmige Stoffe keine Reflexionen, da sie aufgrund ihrer dielektrischen und magnetischen Eigenschaften nicht von Luft zu unterscheiden sind. Das Gas in Leuchtstofflampen kann jedoch aufgrund der Ionisationswellen ein Störsignal abgeben.

Stillstehende Körper können deshalb nicht geortet werden, weil sie keine Frequenzverschiebung verursachen. Starke Störungen von nahen, stehenden Objekten können allerdings durch die abweichende Diodengleichspannung festgestellt werden. Das wird zur Sabotageüberwachung ausgenutzt.

Geeignete Auswertung erhöht Störsicherheit

Bei einer Anwendung von Bewegungsmeldern in Sicherungsanlagen sind die Anforderungen an die Störsicherheit und Empfindlichkeit hoch. Diese Forderungen sind gegensätzlich, da bei steigender Empfindlichkeit die Gefahr von Fehlalarmen steigt. Diese müssen jedoch möglichst verhindert werden.

Als Nutzsignal steht am Ausgang des Mikrowellenmoduls eine niederfrequente Spannung zur Verfügung, deren Frequenz von der Geschwindigkeit und deren Amplitude von der Größe und dem Abstand der zu detektierenden Objekte abhängen.

Störsignale können durch unerwünschte Bewegung von Gegenständen (z. B. Vibrationen, Vorhänge und Pflanzen im Wind, fliegende Vögel und Insekten) und elektrische Störungen (z. B. Schaltvorgänge, Blitze) ver-

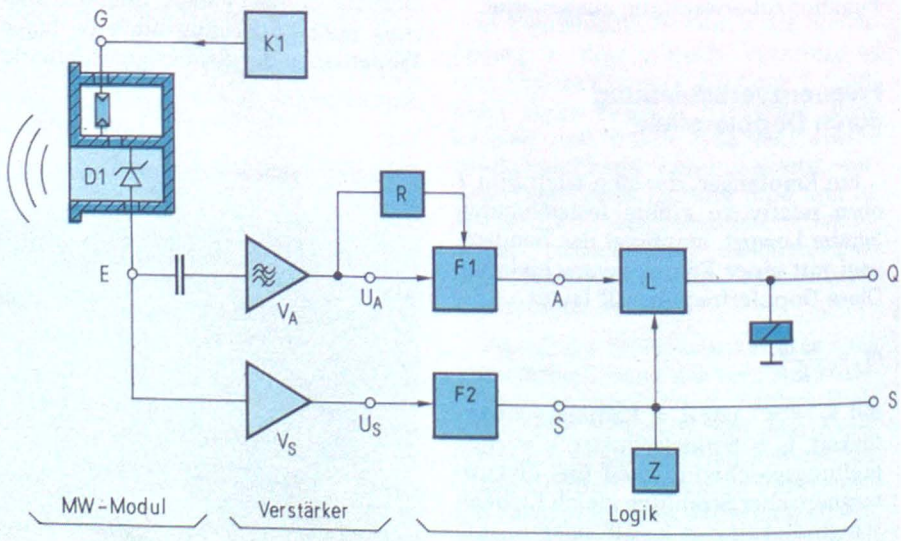


Bild 3. Blockschaltbild des Mikrowellen-Bewegungsmelders

ursacht werden. Zusätzlich tritt immer ein elektronisches Rauschsignal auf, dessen Größe von den Eigenschaften des Mikrowellenmoduls (Rauschzahl) und der Auswerteschaltung (z. B. Bandbreite) abhängt. Störungen durch Fremdstrahlung sind bei Mikrowellengeräten (im Gegensatz zu Utraschallgeräten) sehr unwahrscheinlich.

Durch eine geeignete Anordnung des Gerätes und Auswertung des Dopplersignals ist auch bei hoher Reichweite ein zuverlässiger Betrieb möglich. In der Auswerteschaltung ist auf jeden Fall eine Amplitudenschwelle erforderlich. Weiter ist eine Filterung im Frequenz- und Zeitbereich empfehlenswert.

Im allgemeinen ist der zu erwartende Geschwindigkeitsbereich der Objekte bekannt, so daß ein Bandfilter im Signalzweig angeordnet werden kann. Dadurch werden alle Störungen außerhalb des Durchlaßbereiches bedämpft und gleichzeitig die Wirkung von breitbandigem Rauschen wesentlich verkleinert.

Als Filterung im Zeitbereich hat sich eine Totzeit des Auslösesystems bewährt, wodurch kurzzeitige einmalige Störsignale ohne Wirkung bleiben. Die Empfindlichkeit kann durch eine langsame Regelung dem Störpegel (z. B. Regen, elektrische Störungen) angepaßt werden.

Störungen, die bezüglich Frequenzbereich, Hüllkurve und Amplitude dem erwarteten Nutzsignal ähnlich sind, können durch schaltungstechnische Maßnahmen nicht unterdrückt werden. Sie müssen deshalb durch geeignete Kostruktion und Anordnung des Strahlers vermieden werden.

Die Form des Strahlungsfeldes ist durch die Konstruktion der Antenne bzw. durch eine abschirmende Umgebung bestimmt. Prinzipiell kann durch spezielle Antennen die Richtwirkung und damit die Empfindlichkeit in Hauptstrahlungsrichtung stark erhöht werden. Dabei ergeben sich jedoch große Probleme, wenn nicht die entsprechenden Meßgeräte und Fachkenntnisse zur Verfügung stehen. Abgesehen davon ist eine Veränderung der von der Bundespost zugelassenen Module nicht erlaubt.

Die Bewegung der zu detektierenden Objekte soll möglichst in der Hauptstrahlungsrichtung erfolgen. Strahlt das Gerät nicht in einen freien Raum, können aufgrund von Reflexionen mit verminderter Empfindlichkeit auch andere Bewegungsrichtungen detektiert werden.

In einem langen Gang kann durch reflektierende Wände die Reichweite vergrößert werden. Andererseits können Mikrowellen dünne, nichtleitende Gegenstände durchdringen. Das ist einerseits ein Nachteil, da auch Personen hinter Türen oder Abwasserleitungen stören können. Andererseits können Mikrowellen-Radargeräte deshalb hinter einer dünnen Platte (z. B. Sperrholz, Tapete) versteckt betrieben und dadurch vor Entdeckung geschützt werden.

Zusätzlich zur Signalauswertung ist eine Funktionsüberwachung sinnvoll, um den Ausfall einer Baugruppe oder Sabotage anzuzeigen bzw. bei Defekten Fehlalarm zu verhindern. Eine weitere Sabotageüberwachung kann durch die üblichen Sicherungen (z. B. Deckelkontakte, Leitungsüberwachung) erfolgen, die auch bei ausgeschaltetem Gerät in Betrieb sein sollen.

Funktionsbeschreibung anhand der Blockschaltung

Die Blockschaltung des Gerätes in Bild 3 zeigt links das bereits beschriebene Mikrowellenmodul. Der Gunnoszillator wird über einen Spannungsregler K1 versorgt und schwingt im Dauerstrich. Der Empfänger ist wesentlich aufwendiger, um die obenstehenden Gesichtspunkte zu berücksichtigen. Der Wechselanteil der Spannung U_E an der Mischerdiode (am Punkt E) wird mit einem selektiven Verstärker V_A angehoben.

Wenn die verstärkte Spannung U_A groß genug ist, gibt der Fensterdiskriminator F1 Impulse A ab. Die Triggerschwelle kann durch einen verzögerten Gleichrichter R an den Störpegel angepaßt werden. Eine einmalige Amplitudenüberschreitung führt noch nicht zu einem Alarm, sondern löst in der Logikschaltung L eine Passivzeit aus, auf die eine Aktivzeit folgt. Wenn in der Aktivzeit ein Signal A auftritt, löst es den Alarm Q aus. Auf diese Weise werden kurzzeitige Signale als Störung betrachtet und ignoriert.

Die mittlere Spannung an der Detektordiode hängt von deren Vorstrom, der Mikrowellenleistung und der Stärke der Reflexionen ab. Bei einer starken Änderung dieser Parameter durch Sabotage (z. B. Abdeckung des Gerätes) oder Ausfall eines Bauelements wird die Spannung so stark abweichen, daß ein zweiter Fensterdiskriminator F2 das Störungssignal S abgibt.

In diesem Fall wird die Auslösung der Aktivzeit und des Alarms verhindert. Die Störung kann über eine weitere Leitung gemeldet werden. Eine Einschaltverzögerung Z simuliert das Störungssignal und verhindert Fehlalarm nach einem Stromausfall.

Dreistufiger Verstärker am Eingang

Die gesamte Schaltung zeigt *Bild 4*. Die Aufteilung entspricht dem späteren Aufbau auf zwei Platinen. An den Eingang E der Verstärkerschaltung wird die Schottky-Mischerdiode D1 angeschlossen. Sie wird von einem Vorstrom von etwa 50 µA durchflossen und damit in einem empfindlichen Arbeitspunkt betrieben.

Der Wechselanteil der Eingangsspannung wird durch drei aufeinanderfolgende Stufen (V2...V4) stark verstärkt. Die einzelnen Stufen haben Bandpaßcharakteristik. Die untere Grenzfrequenz wird durch die Ankoppelkondensatoren und die obere Grenzfrequenz durch die Rückkoppelkondensatoren in Verbindung mit den entsprechenden Widerständen bestimmt. Der Übertragungsbereich beträgt hier etwa 5...50 Hz. Das entspricht einem Geschwindigkeitsbereich von 0,3...3 km/h.

Die Arbeitspunkte der Verstärker werden von einer 6-V-Referenzspannung abgeleitet. Es werden BiMOS-Verstärker verwendet, die einen sehr hohen Eingangswiderstand aufweisen. Dadurch kann die Beschaltung sehr hochohmig sein, wodurch trotz der niedrigen unteren Grenzfrequenz kleine Kondensatoren möglich sind. Die Widerstände vor den nichtinvertierenden Eingängen dienen zum Schutz der Verstärker bei Übersteuerung.

Fensterdiskriminator überwacht Eingangsspannung

Die Verstärkung der letzten Stufe kann mit P1 um einen Faktor 8 variiert werden. Am Eingang des Fensterdiskriminators F1 (Pin 6/7) liegt die verstärkte Wechselspannung U_A. Die Gleichspannung am Eingang liegt durch R17 fest und entspricht etwa der Referenzspannung von 6 V an Pin 10.

Wenn die Spannung an Pin 6/7 innerhalb eines bestimmten Bereiches (Fenster) liegt, ist der Ausgang A = Low. Die Mitte dieses Fensters ent-

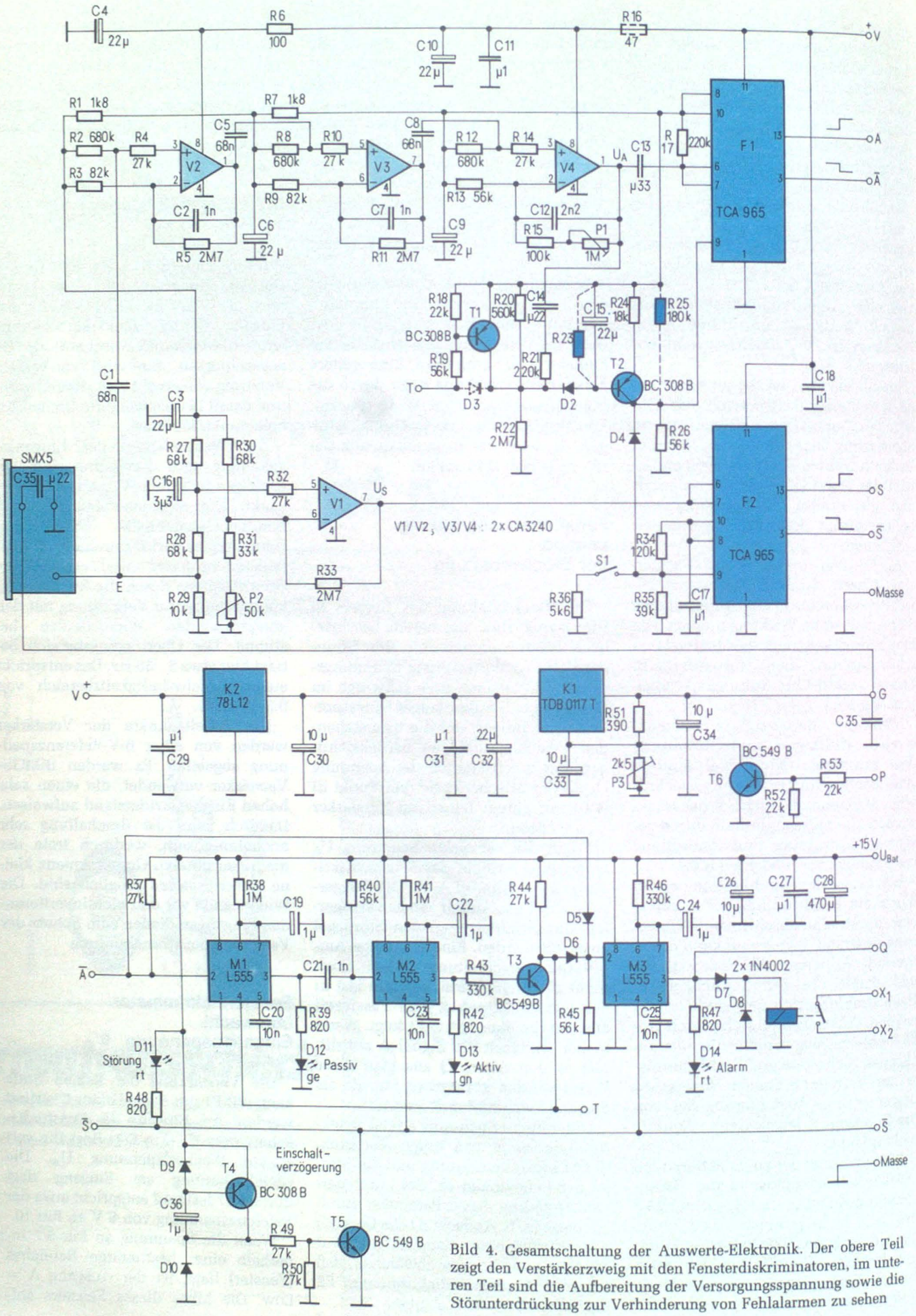


Bild 4. Gesamtschaltung der Auswerte-Elektronik. Der obere Teil zeigt den Verstärkerzweig mit den Fensterdiskriminatoren, im unteren Teil sind die Aufbereitung der Versorgungsspannung sowie die Störunterdrückung zur Verhinderung von Fehlalarmen zu sehen

spricht der Spannung an Pin 8, die hier ebenfalls 6 V beträgt. Die Breite des Fensters ist nach oben und unten jeweils so groß wie die Spannung an Pin 9 gegen Masse und beträgt damit insgesamt 2 · U_9. Die Eingangsspannung liegt also außerhalb des Fensters, wenn der Spitzenwert der Signalspannung U_A größer als die Spannung U_9 wird. In diesem Fall schaltet das Signal A auf High bzw. $\overline{A}$ auf Low. Diese Ausgänge haben einen offenen Kollektor und können 50 mA aufnehmen.

Die (halbe) Fensterbreite kann durch den Spannungsteiler R25/R26 fest eingestellt oder mittels einer Empfindlichkeitsregelung variiert werden. Dazu wird der Widerstand R25 durch den verzögerten Gleichrichter mit D2 und T2 ersetzt. Es handelt sich hier um keine echte Regelung, da keine Rückkopplung vorhanden ist. Damit entfallen Stabilitätsprobleme. Die Signalspannung U_A lädt über R1 und D2 langsam den Kondensator C15 auf, so daß der Transistor T2 weiter öffnet und die Spannung an seinem Kollektor ansteigt. Die Schaltung hat eine Verstärkung, so daß bei lang andauernden Störungen die Spannung U_9 immer höher als der Spitzenwert von U_A ist (maximal jedoch 4,5 V). Dadurch wird nur bei Signalen, die deutlich höher als der Grundpegel sind, das Ausgangssignal A = High.

Wenn der Eingang T = Low ist, wird die Schwelle U_9 nicht weiter erhöht, sondern sinkt langsam ab, bis sie durch D4 auf einem Minimalwert festgehalten wird. Anstelle von T1 kann auch die Diode D3 eingebaut werden. Die Unterdrückung der Regelung erfolgt dann, wenn T = High (> 6 V) ist. T kann während der Passivzeit angesteuert werden und hält nach einer Störung die Empfindlichkeit fest.

Aktivzeit durch Monoflop verzögert

Das Signal $\overline{A}$ zeigt an, daß die Amplitudenschwelle überschritten wurde. Durch die negative Flanke wird das Monoflop M1 (Passivzeit) getriggert. Nach dessen Ablauf wird M2 (Aktivzeit) getriggert. Während der Aktivzeit kann M1 nicht wieder getriggert werden, da über T3 an seinem Reseteingang Low liegt. Jedoch wird M3 (Alarm) getriggert, wenn während der Aktivzeit wieder eine negative Flanke an $\overline{A}$ auftritt. Dadurch zieht das Reed-Relais an. Wenn das Relais einen Öffnerkontakt hat oder gegen positive Betriebsspannung geschaltet wird, kann die Leitung ruhestromüberwacht werden.

Funktionsüberwachung

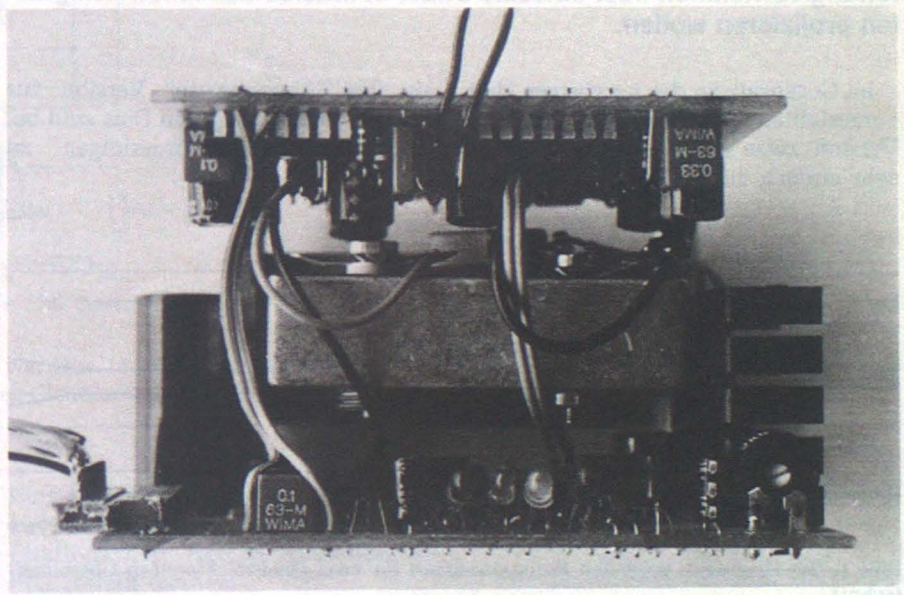
Die Gleichspannung an der Mischerdiode D1 wird in einer Brücke mit einem Sollwert verglichen und die durch V1 verstärkte Abweichung mit dem Fensterdiskriminator F2 überwacht. Dieser ist genauso wie F1 geschaltet. Im Normalbetrieb beträgt die Spannung U_S etwa 6 V, und das Signal S ist Low. Das invertierte Signal $\overline{S}$ wird an die Reseteingänge von M2 und M3 geführt, um bei Störungen den Alarm zu unterdrücken. Durch den offenen Kollektorausgang kann die Alarmunterdrückung auch extern durch einen Kurzschluß nach Masse gesteuert werden.

Die Leitung am Ausgang S kann ruhestromüberwacht werden, so daß ein Durchtrennen der Leitung als Störung gemeldet wird. Die logischen Verknüpfungen wurden hier diskret aufgebaut, um Platz zu sparen. Beim Einschalten der Betriebsspannung und nach Spannungsausfällen wird durch die Einschaltverzögerung mit T4/T5 für einige Sekunden ein Signal $\overline{S}$ erzeugt. Damit werden Fehlalarme verhindert, während die Spannungspegel auf ihren Ruhezustand einschwingen.

T4 ist als Miller-Integrator geschaltet, so daß auch sehr lange Verzögerungszeiten möglich sind. Im Normalbetrieb ist C36 aufgeladen. Nach Ausfall der Betriebsspannung wird die Kapazität sofort über die Dioden D9/D10 entladen, so daß die Erholzeit kurz ist. Die Einschaltverzögerung kann entfallen, wenn die Passivzeit lange genug gewählt werden kann. Durch vier Leuchtdioden D11...D14 wird der augenblickliche Betriebszustand des Gerätes angezeigt.

Geregelte Versorgungsspannung

Die Betriebsspannung beträgt 15 V, womit direkt die Logik versorgt wird. Die Verstärker werden aus Gründen der Störunterdrückung über einen zusätzlichen 12-V-Spannungsregler K2, der Gunn-Oszillator mit einer durch P3 einstellbaren Spannung von 8 V versorgt.



Der Regler K1 weist zwischen dem Ausgang und dem Einstellanschluß eine Referenzspannung von 1,25 V auf. Diese liegt an R51 und erzeugt einen Konstantstrom, der durch P3 nach Masse abfließt. Die Ausgangsspannung beträgt daher

$$U_G = (1 + P3/R51) \cdot 1{,}25\ V,$$

wenn der Strom aus dem Einstelleingang (50 µA) vernachlässigt wird.

Durch ein Signal P = High wird P3 kurzgeschlossen, und die Ausgangsspannung beträgt nur noch 1,25 V. Damit kann der Gunnoszillator abgeschaltet werden, um die Störüberwachung zu testen.

(Schluß folgt)

Mit zwei Projektoren:

Dia-Vorführung in Überblendtechnik

Bereits im vorigen Heft haben wir eine komfortable Schaltung zur Dia-Überblendprojektion beschrieben. Die Überblendtechnik hat sich bei längeren Diaserien gut bewährt, da die störende Dunkelphase bei dieser Projektionsart ausgeschaltet wird. Der ständige Wechsel zwischen Hell und Dunkel wirkt auf den Betrachter schnell ermüdend. Die hier beschriebene Schaltung ist für diejenigen Fotofreunde gedacht, die zwar längere Diaserien vorführen, nicht aber unbedingt eine Vertonung vornehmen oder einzelne Bilder in unterschiedlichen Helligkeiten projizieren wollen.

Im Gegensatz zu der im vorigen Heft vorgestellten Schaltung [1] ist diese Version zwar nicht so variabel, aber sehr einfach zu bedienen. Doch auch an eine „abgemagerte" Version zur Überblendsteuerung von Dias sind bestimmte Mindestanforderungen zu stellen:

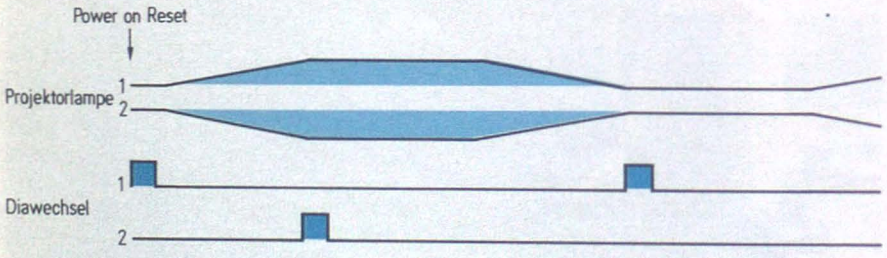


Bild 1. Das Diagramm zeigt den Funktionsablauf für zwei Dia-Projektoren in Überblendtechnik

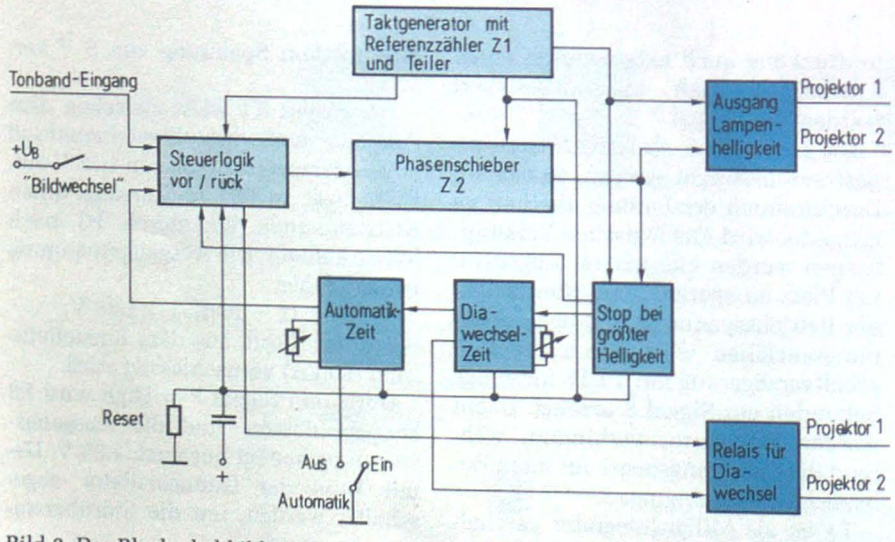


Bild 2. Das Blockschaltbild zeigt die Zusammenhänge zwischen den einzelnen Funktionsblöcken

○ Der Bildwechsel darf nur beim dunkelgesteuerten Projektor vorgenommen werden.

○ Ein Tastendruck muß einen vollen Funktionszyklus (Auf- bzw. Abblenden der Projektoren und Bildwechsel) auslösen.

○ Wahlweise Hand- oder automatischer Betrieb. Beim automatischen Betrieb muß die Betrachtungsdauer der Bilder nach Wahl einstellbar sein.

○ Das Nachrüsten für eine Steuerung durch ein Bandgerät muß ohne Änderung der Schaltung möglich sein.

Alle diese Forderungen erfüllt die im folgenden beschriebene Schaltung. Um einen funktionssicheren Nachbau zu gewährleisten, wurde die Schaltung weitgehend aus digitalen Bausteinen konzipiert. Dadurch entfällt jeglicher Abgleich, und es sind keine engtolerierten Bauteile erforderlich.

Sichere Funktion durch digitalen Aufbau

Den Funktionsablauf zeigt das Diagramm in *Bild 1*. Im Einschaltmoment ist Projektor 1 dunkel und führt einen Diawechsel aus. Anschließend blenden die beiden Projektoren über, d. h.: Projektor 2 wird dunkel, Projektor 1 blendet auf. Sobald Projektor 2 dunkel ist, führt er ebenfalls einen Diawechsel aus. Nach einer eingestellten Zeit bei Automatik-Betrieb (oder bei Hand-Betrieb durch Betätigen der Start-Taste) erfolgen die nächste Überblendung und der Bildwechsel des dunkelgesteuerten Projektors.

Das Blockschaltbild *Bild 2* zeigt die Zusammenhänge der einzelnen Schaltungsteile. Das Herz der Schaltung sind der Taktgenerator mit Referenzzähler und Teiler sowie der Zähler Z2, der als Phasenschieber arbeitet. Der Zähler Z2 erhält je nach Zustand der Steuerlogik mehr oder weniger Taktimpulse als der Referenzzähler. Bei Erreichen einer Phasenverschiebung von 0 oder 180° (das entspricht der größten Helligkeit eines Projektors) wird die weitere Phasenverschiebung gestoppt (FF3 in *Bild 3*), und es erfolgt ein Diawechsel.

Bei Automatik-Betrieb läuft nach dem Diawechsel die eingestellte Betrachtungszeit ab. Nach Ablauf dieser Zeit erhält die Steuerlogik einen Impuls, die daraufhin den Phasenschieber entgegengesetzt laufen läßt. Wird

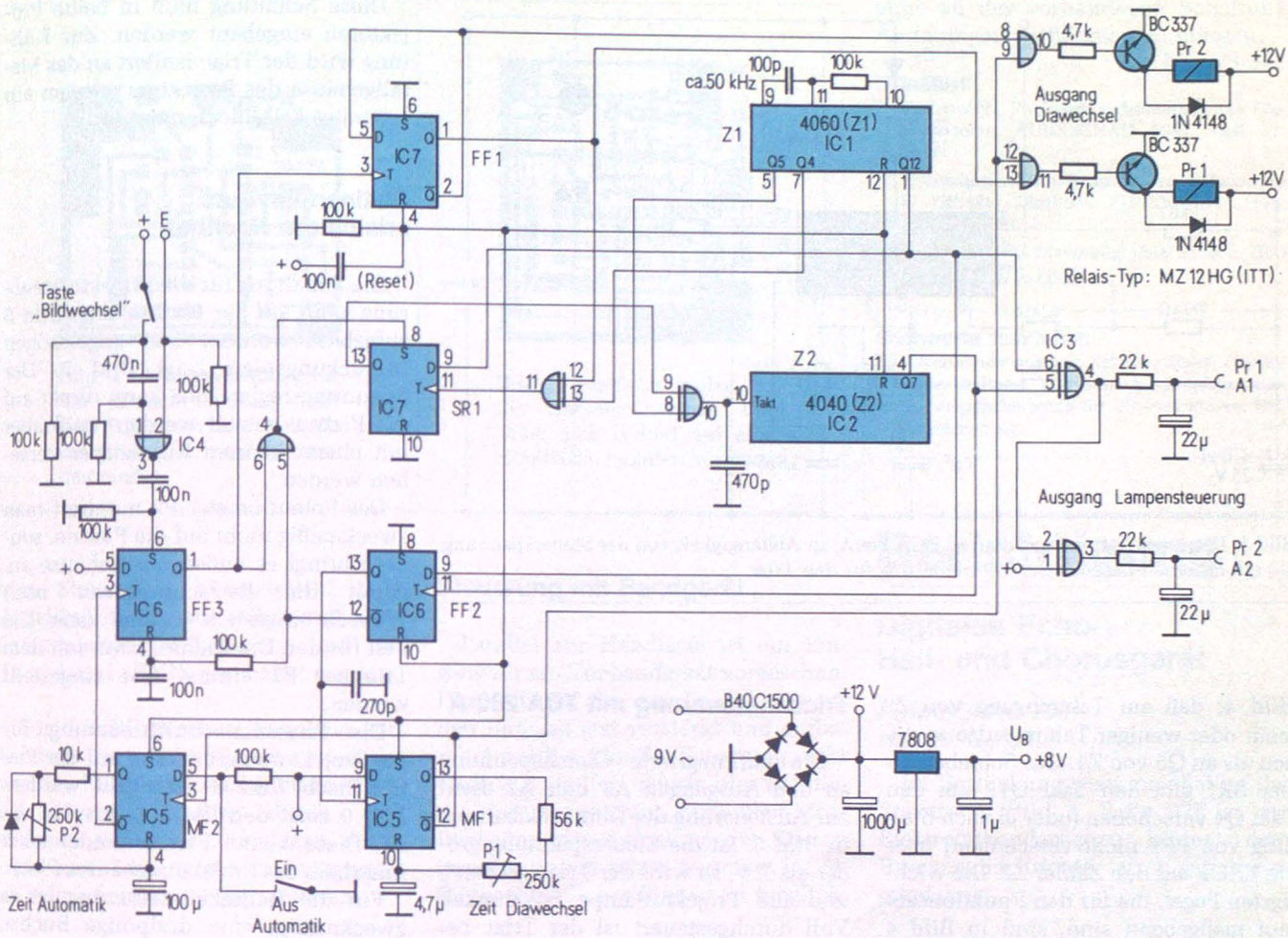


Bild 3. Gesamtschaltung für die Projektion von Dias in Überblendtechnik. Für den Diawechsel sind zur Potentialtrennung Relais vorgesehen, für die Lampensteuerung steht eine Gleichspannung zur Verfügung

wieder eine Phasenverschiebung von 0 bzw. 180° erreicht, beginnt der Ablauf von vorn.

Sieben ICs steuern zwei Projektoren

Das Gesamtschaltbild für die Überblendsteuerung zeigt das Bild 3. Beim Einschalten erfolgt über ein RC-Glied ein automatischer Reset, damit alle Flipflops in die richtige Ausgangsposition gestellt werden.

Die Ausgänge der beiden Zähler (Q12 von Z1 und Q7 von Z2) werden an einem EXOR miteinander verglichen. Die entstehenden Ausgangsimpulse werden über ein RC-Glied aufintegriert, sie stehen dann zur Ansteuerung der Lampenhelligkeit als Gleichspannung zur Verfügung.

Für den Diawechsel sind zur Potentialtrennung zwei Relais vorgesehen. Für die Ansteuerung des richtigen Relais und die Laufrichtung des Phasenschiebers ist das FF1 zuständig.

Je nach Zustand des Ausgangs von FF1 erkennt man im Diagramm von

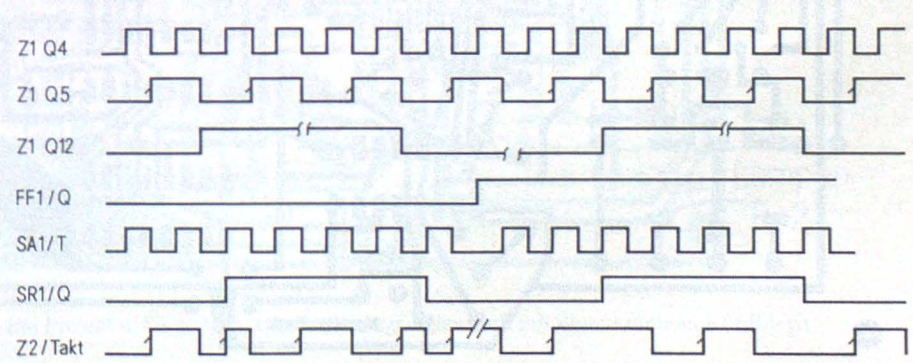


Bild 4. Das Diagramm erläutert die Zusammenhänge der einzelnen Digitalausgänge der Schaltung

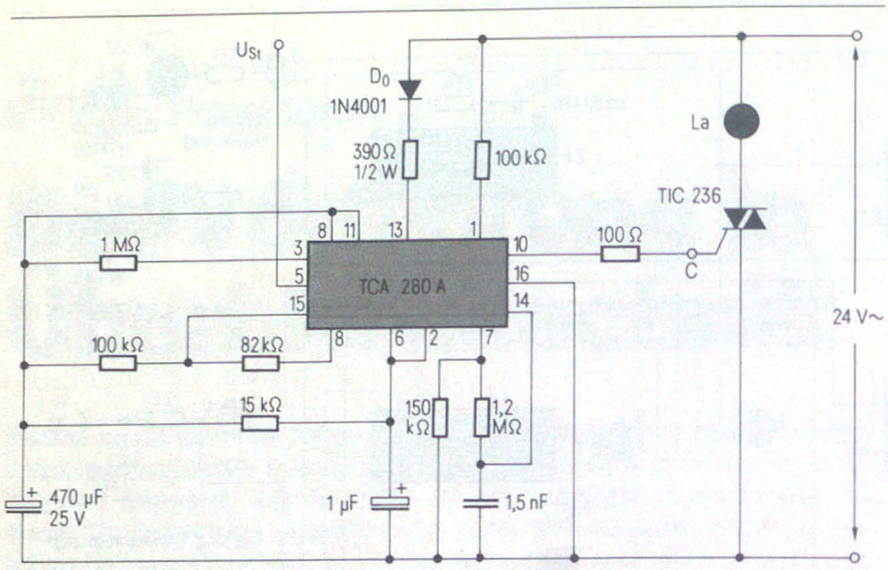


Bild 5. Dimmerschaltung mit dem IC TCA 280A. In Abhängigkeit von der Steuerspannung U_{St} erfolgt eine Phasenausschnitt-Steuerung für den Triac

Bild 4, daß am Takteingang von Z2 mehr oder weniger Taktimpulse anstehen als an Q5 von Z1. Das Schieberegister SR1 gibt den Takt Q12 um den Takt Q4 verschoben (oder je nach Stellung von FF1 nicht verschoben) über ein EXOR auf den Zähler Z2. Die wichtigsten Pegel, die für den Funktionsablauf maßgebend sind, sind in Bild 4 zusammengefaßt.

Triacansteuerung mit TCA 280 A

Die aufintegrierte Gleichspannung an den Ausgängen A1 und A2 dient zur Ansteuerung der Dimmerschaltung in *Bild* 5. Ist die Steuerspannung größer als 7 V, so wird der Triac gesperrt, und die Projektorlampe ist dunkel. Voll durchgesteuert ist der Triac bei einer Steuerspannung von unter 2,5 V.

Diese Schaltung muß in beide Projektoren eingebaut werden. Zur Kühlung wird der Triac isoliert an das Metallgehäuse des Projektors oder an ein separates Kühlblech montiert.

Platinen-Layouts erleichtern Nachbau

Die Schaltung für die Projektorsteuerung kann auf der Platine nach *Bild* 6 aufgebaut werden. Den zugehörigen Bestückungsplan zeigt *Bild* 7. Der Spannungsregler 7808 kann direkt auf die Platine gelötet werden, muß aber mit einem kleinen Kühlkörper versehen werden.

Das Potentiometer P2 montiert man zweckmäßig nicht auf die Platine, sondern bringt es außen am Gehäuse an, damit die Betrachtungszeit nach Wunsch eingestellt werden kann. Die Zeit für den Diawechsel kann mit dem Trimmer P1 einmal fest eingestellt werden.

Die Phasenanschnittsteuerung für die Projektorlampen kann auf der Platine nach *Bild* 8 aufgebaut werden. *Bild* 9 zeigt den Bestückungsplan dazu. Diese kleine Platine findet noch innerhalb des Projektorgehäuses Platz.

Für die Helligkeitssteuerung ist es zweckmäßig, eine dreipolige Buchse einzubauen, um eine Steckverbindung

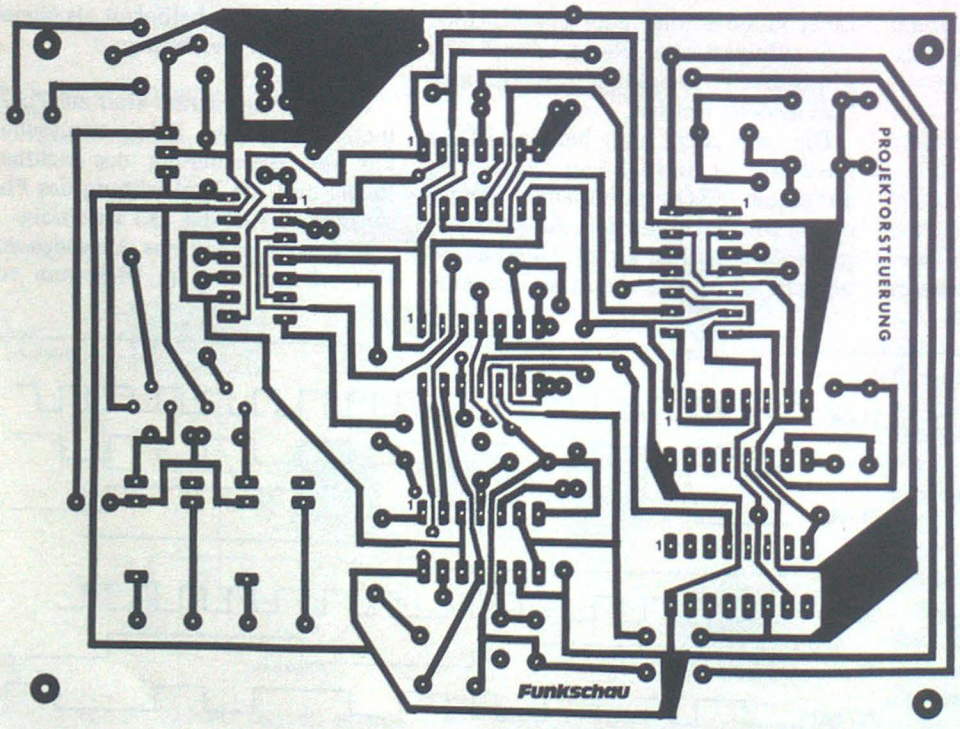


Bild 6. Platinenlayout für die Steuerung von zwei Dia-Projektoren in Überblendtechnik

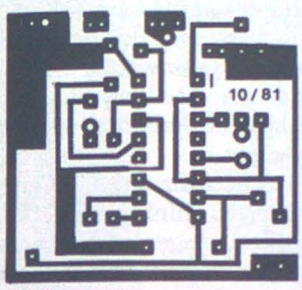


Bild 8. Platinenvorschlag für die Dimmerschaltung mit dem TCA 280A die innerhalb des Projektors montiert werden muß

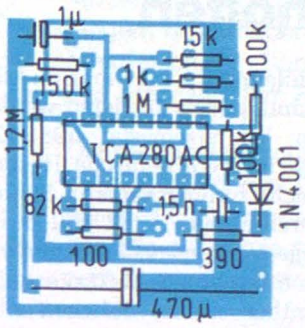


Bild 9. Bestückungsplan für die Dimmerschaltung. Der Triac muß isoliert auf eine Kühlfläche montiert werden

zum Steuergerät herzustellen. Zum Anschluß des Triacs selbst muß eine Lampenleitung aufgetrennt und der Triac dazu in Reihe geschaltet werden.

Für den Bildwechsel kann die vorhandene Fernsteuerbuchse verwendet werden. Natürlich ist es auch möglich, die Fernsteuerbuchse durch eine mehrpolige Buchse zu ersetzen, damit nicht zwei Leitungen vom Steuergerät zu jedem Projektor gehen müssen.

Steuerung mit Bandgerät

Parallel zur Handtaste ist ein Eingang für ein Tonbandgerät vorgesehen. Dazu müssen die vom Band kommenden Impulse erst verstärkt und aufbereitet werden. Um die Schaltung recht einfach zu halten, wurde hier auf diesen Zusatz verzichtet. Auch über Möglichkeiten zur Aufnahme der Steuerimpulse wurde schon berichtet [2, 3]. Ein nachträglicher Einbau ist möglich, ohne an der vorhandenen Schaltung Änderungen vornehmen zu müssen.

Klose/Scho.

Literatur

[1] *Kallenbach, P.*: Überblendsteuerung für Diaprojektoren. FUNKSCHAU 1981, Heft 21, S. 87.

[2] *Hüllenhagen, U.*: Diavertonung + Duovision = perfekte Diashow. FUNKSCHAU 1978, Heft 9, S. 423.

[3] *Kahn, J.-J.*: Dia-Steuerung ganz einfach. ELO 1979, Heft 5, S. 73.

Stichworte zum Inhalt
Dia-Überblendsteuerung, Referenzzähler, Phasenschieberschaltung, automatische Projektorsteuerung, Lampensteuerung für Dia-Projektoren, Helligkeitssteuerung.

Berichtigung

Digitales Echo-, Hall- und Chorusgerät

FUNKSCHAU 1981, Heft 19, Seite 89

Im Bestückungsplan zur Platine der Schaltung (Bild 5, Seite 92) ist der Elektrolytkondensator hinter dem Brückengleichrichter falsch gepolt eingezeichnet.

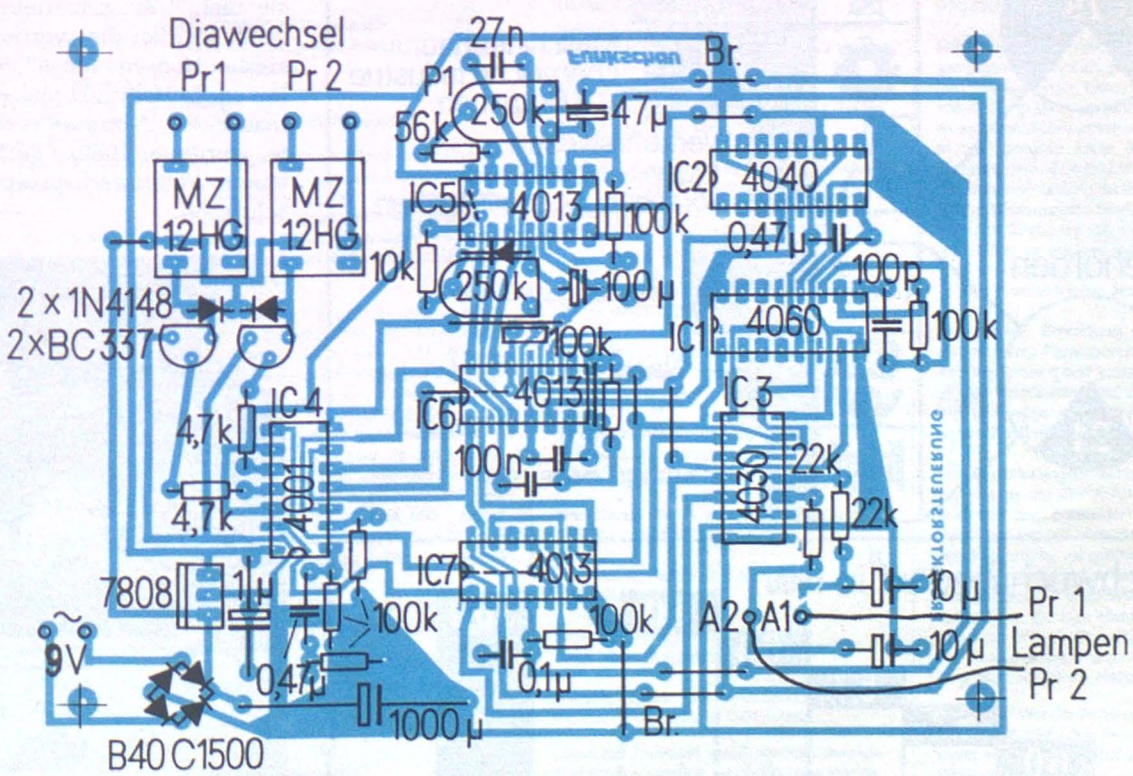


Bild 7: Bestückungsplan für die Projektor-Steuerung. Der Spannungsregler muß mit einem kleinen Kühlblech versehen werden

Hubert Ihringer

Mikrowellen-Bewegungsmelder

2. Teil

Im ersten Teil der Bauanleitung wurde der Schwerpunkt auf die theoretischen Grundlagen des Bewegungsmelders gelegt und die Funktion der Schaltung beschrieben. Im zweiten Teil geht es nun um den praktischen Aufbau. Die abgebildeten Platinen-Layouts ermöglichen eine kompakte Bauweise des Gerätes.

Aufbau auf zwei Platinen

Die Schaltung ist auf zwei Platinen aufgebaut, die mit dem Mikrowellenmodul zu einer kompakten Einheit zusammengeschraubt werden (siehe *Bild 5*). Dazu sind zwei Sechskantabstandsbolzen von 45 (50) mm Länge mit axialen M3-Gewinden erforderlich, in die 18 (20) mm von einem Ende entfernt ein querliegendes M3-Gewinde gebohrt wird. Der Anschluß des Gerätes erfolgt entweder mit einer Modulstekkerleiste, einer DIL-Buchse (IC-Fassung) oder einem angelöteten Kabel mit einem beliebigen Steckverbinder.

Das Layout der beiden Platinen zeigt *Bild 6*, den Bestückungsplan zeigt *Bild 7*. Die längere Platine enthält neben der Logikschaltung den Steckverbinder, die Kontroll-LEDs, ein Relais und einen Kühlkörper mit dem einstellbaren Spannungsregler. Die kürzere Platine enthält die Verstärkerschaltung und die Fensterdiskriminatoren. Die Widerstände auf dieser Platine sind aus Platzgründen stehend angeordnet. Im Bestückungplan sind nur die Indizes der Bauelemente angegeben.

Vor dem Bestücken werden die Befestigungsbohrungen auf 3,2 mm ∅ aufgebohrt und für die Laschen des Kühlkörpers kleine Schlitze gesägt. Nach Sichtprüfung der kompletten Bestükkung sollten die Platinen erst auf Funktion geprüft werden, bevor das Gerät zusammengebaut wird (siehe „Tips für den Nachbau").

Das Mikrowellenmodul wird bereits mit dem Kondensator C35 und einem Spannungsteiler an der Detektordiode verdrahtet geliefert. Der Spannungsteiler wird entfernt und durch die Überwachungsschaltung auf der Verstärkerplatine ersetzt. Beim Löten an der Schottky-Diode müssen statische Aufladungen vermieden werden.

Die Punkte S, $\overline{S}$, $\overline{A}$, T, V der Platinen (siehe Bild 7) müssen miteinander sowie die Punkte E, G mit dem Mikrowellenmodul verbunden werden. Die Masseleitung führt von einer Platine über den Massepunkt des Modulgehäuses zur anderen Platine.

Die Masse- und U_G-Leitung dürfen nicht zu dünn sein. Die einzelnen Teile werden für Versuche mit sechs Schrauben zusammengesetzt. Im Einsatz kann das Modul mit den beiden vorderen Schrauben an einem Blech mit passendem Ausschnitt befestigt werden (Bild 5).

Abgleich des Gerätes

Das Modul wird so auf eine isolierende Unterlage gelegt, daß es frei abstrahlen kann. Nach Einschalten und Abwarten der Verzögerungszeit muß die rote LED „Störung" erlöschen. Dazu wird der Schalter S1 geschlossen und mit P2 (Kennzeichen S) der Sollwert von U_E entsprechend eingestellt. Dann wird S1 wieder geöffnet.

Anschließend kann durch bewegte Objekte Alarm ausgelöst werden. Die Empfindlichkeit ist nach dem Einschalten hoch und wird durch Störungen abgesenkt, so daß für einen Reichweitetest einige Minuten störungsfreier Betrieb erforderlich sind. Die Empfindlichkeit kann durch P1 (Kennzeichen A) eingestellt werden.

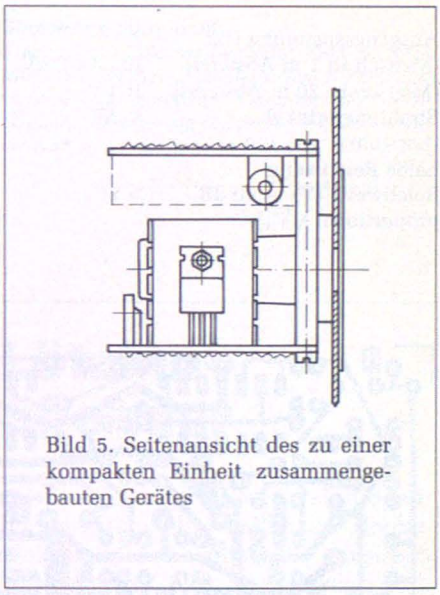


Bild 5. Seitenansicht des zu einer kompakten Einheit zusammengebauten Gerätes

Zur Reichweiteüberprüfung ist es zweckmäßig, einen Summer mit dem Relais zu schalten, wenn keine zweite Person zur Verfügung steht. Der Trimmer P3 (Kennzeichen G) bleibt immer auf U_G = 8 V eingestellt. Wird eine Hand vor das Modul gehalten oder der Anschluß P auf $+U_{Bat}$ gelegt, muß „Störung" aufleuchten.

Tips für den Nachbau

Zur Funktionsprüfung der bestückten Platinen ist mindestens ein Spannungsmesser erforderlich. Bei der Logikplatine ist darauf zu achten, daß bei einer Betriebsspannung von 11...15 V die Ausgangsspannung U_G (auch bei Belastung mit 50 Ω) konstant bleibt und mit P3 eingestellt werden kann. Sie darf maximal 10 V betragen, ohne daß das Gunn-Element beschädigt wird. Bei einer Polaritätsumkehr wird es jedoch sofort zerstört.

Daten des Mikrowellenmoduls

	SMX 5 (Siemens)
Sender:	
Gunnelement	GAO 10 D
Betriebsfrequenz	9,35 GHz
Ausgangsleistung	12 (> 5) mW
Betriebsspannung	8 V
Betriebsstrom	110 (<150) mA
Betriebstemperatur	−40...+70 °C
Empfänger:	
Schottky-Diode	BAT 14-097
Rauschzahl	< 6,5 dB
Ausgangsspannung U_{ss}:	
(Mensch in 1 m Abstand)	10 (> 5) mV
(Mensch in 20 m Abstand)	36 µV
Strahlungswinkel (horizontal halbe Reichweite)	± 35°
Reichweite (V_A = 90 dB, proportional $\sqrt{V_A}$)	> 20 m

Stückliste der verwendeten Halbleiter

D2, 3, 4, 5, 6, 9, 10	Si-Universal-Dioden
D7, 8	1N4002
D11, 12, 13, 14	LED 3 mm ∅
T1, 2, 4	PNP-Typ (BC308B)
T3, 5, 6	NPN-Typ (BC549B)
V1/2,V3/4	CA3240E, TL082, NE532, ICL7621BCPA usw.
F1, F2	TCA965
M1, 2, 3	L555 (555)
K1	TDB0117T, LM317(TO-220)
K2	78L12

Im Mustergerät verwendete Spezialteile

Mikrowellenmodul:

SMX 5 (Siemens, Best.-Nr. Q62 702-R307), auch das Mikrowellenmodul MDX 2962 von Valvo ist verwendbar.

Relais:

DIL-Reed, Siemens DLR-V23100-V4012-A000, Günther 3570 1301 121, Hamlin HE721 A 1200 (Spule 12 V/500 Ω, 1 Schließer 100 V/0,5 A)

Kühlkörper:

für TO-220, stehend, Typ 640, Bürklin-Best.-Nr. 65B340, Fischer FK 212/SA-CB, Seifert KL-105/29/sw

Steckverbinder:

Minimodul, 10polig,

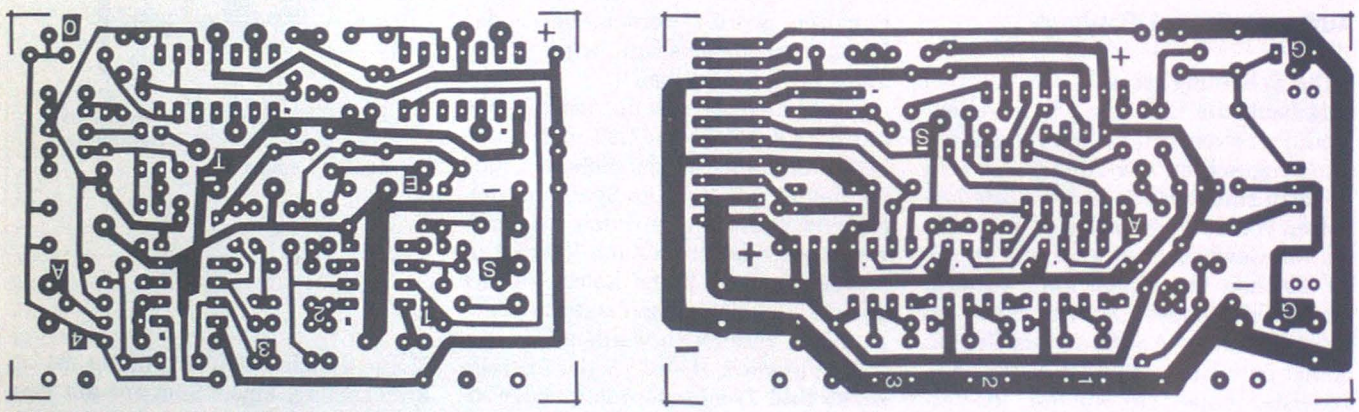


Bild 6. Platinen für beide Schaltungsteile aus Bild 4. Der Aufbau der Einheit erfolgt nach der Beschreibung im Text, Hilfestellung gibt auch Bild 5

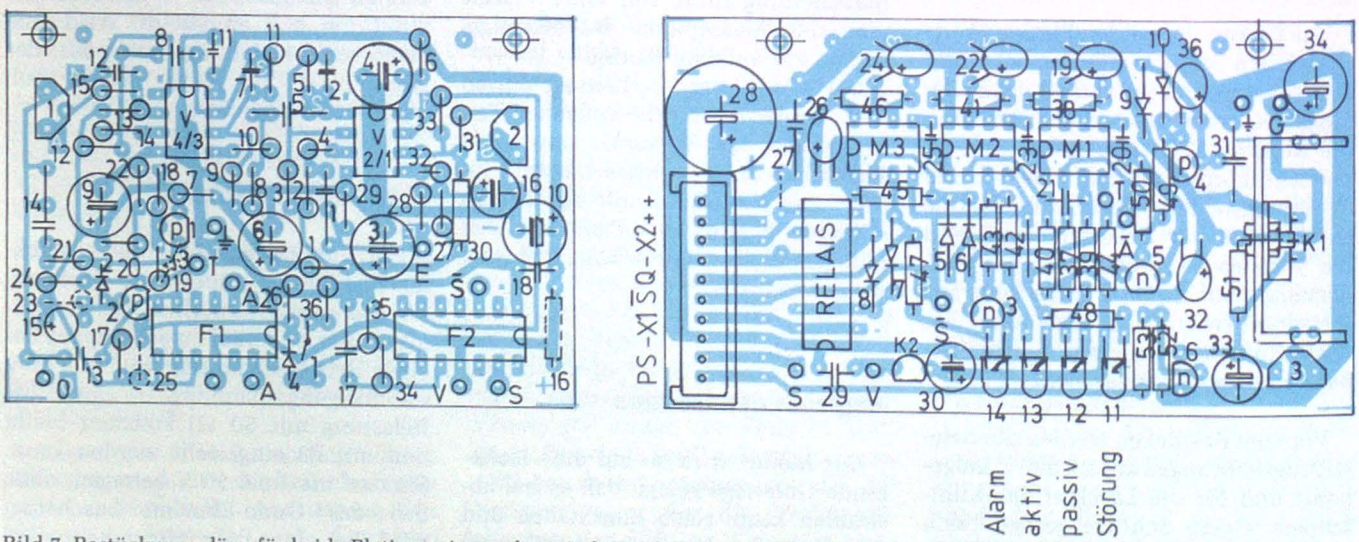


Bild 7. Bestückungspläne für beide Platinen. Angegeben sind jeweils nur die Indizes der Bauelemente. Die Werte können der Schaltung in Bild 4 oder der Stückliste entnommen werden

Die Logik ist einfach mit einem Drahtstück vom Anschluß A auf Masse zu prüfen: Durch Impulse läßt sich das bereits beschriebene Schaltverhalten kontrollieren. Die Verstärkerplatine wird mit einer stabilen Spannung von 12 V betrieben. Die Ausgänge A, $\overline{A}$, S, $\overline{S}$ lassen sich nur messen, wenn ein Widerstand nach $+U_{Bat}$ gelegt wird. Der Ausgang A muß Low sein, wenn am Eingang E nichts angeschlossen und P1 auf maximale Verstärkung eingestellt ist. Beim Berühren von E mit einem Finger wird durch die Brummeinstreuung die mittlere Spannung an A ansteigen. Der Ausgang S muß sich durch P2 zwischen High und Low umschalten lassen.

Die Spannung U_A läßt sich mit einem Oszilloskop am Anschluß „O" auf der Platine kontrollieren. Der Spitzenwert soll im Ruhestand kleiner als 100 mV sein, da sonst der Störabstand zu gering ist. Mit entsprechenden Meßgeräten läßt sich natürlich die Verstärkung bzw. der Frequenzgang nachmessen. Dabei ist es empfehlenswert, den hochempfindlichen Eingang über einen Spannungsteiler (z. B. 1:100) anzusteuern.

Zur Kontrolle der Empfindlichkeit wird die Spannung an F1 (Pin 9) hochohmig gemessen. Nach dem Einschalten steigt U_9 auf etwa 0,9 V an. Dieser Wert kann durch Verkleinern von R22 erhöht werden. Bei Aussteuerung des Gleichrichters durch U_A muß U_9 verzögert auf einen deutlich höheren Wert als den Spitzenwert von U_A ansteigen und ohne Aussteuerung wieder langsam absinken. Die erforderliche Regelcharakteristik (Verstärkung, Ab- und Aufregelzeitkonstante) ist von der Art der zu erwartenden Störungen abhängig. Die Aufladezeit von C15 läßt sich durch Verkleinern von R21 verkürzen. Dadurch steigt gleichzeitig die Verstärkung U_9/U_A an. Durch Einsetzen von R23 (einige MΩ) kann die Entladezeit von C15 verkürzt werden.

Siebkondensatoren erhöhen Betriebssicherheit

Die Betriebsspannung des Gerätes von 15 V ist durch den 12-V-Spannungsregler K2 bedingt. Dieser erlaubte es im Mustergerät, die Kondensatoren C4, C6, C10 und C26 wegzulassen, sie erhöhen jedoch die Nachbausicherheit. Bei stabilisierter Versorgungsspannung von 15 V sind auch die Kondensatoren C20, C23 und C25 nicht erforderlich. Wenn nur eine (stabile) Spannung von 12 V zur Verfügung steht, kann K2 weggelassen werden. Die Fensterdiskriminatoren F1, F2 werden dann direkt mit 12 V betrieben und die Verstärker durch R16 in der (aufgetrennten) Versorgungsleitung entkoppelt. In diesem Fall sollten alle Kondensatoren eingebaut werden. Sollte die Störsicherheit nicht ausreichen, kann die Verstärkung etwas verkleinert werden.

An Spannungsquellen mit einem Innenwiderstand von weniger als 3 Ω dürfen keine trockenen Tantalkondensatoren angeschlossen werden! Am Ausgang eines Spannungsreglers dürfen deshalb nur Al-Elkos oder nasse Ta-Elkos verwendet werden.

Modifizierung möglich

Durch die Verwendung von Low-Power-Timern hat die Auswerteschaltung einen im Vergleich zum Gunnelement vernachlässigbaren Stromverbrauch. Wenn dieser nicht kritisch ist, lassen sich auch normale Timer verwenden. Normale Verstärker (Dual 741) erfordern eine niederohmigere Ansteuerung ihrer Eingänge.

Das Gerät muß nicht unbedingt abgeschirmt werden. Eine dünne Frontplatte aus Metall ist für die Abstrahlung günstig. Bei Betrieb im Freien ist unbedingt ein Feuchtigkeitsschutz erforderlich. Dazu kann ein dichtes Kunststoffgehäuse verwendet werden, dessen Frontseitenausschnitt mit einer dünnen, isolierenden Platte überklebt wird.

Für manche Anwendungen ist es nicht erforderlich, die ganze Schaltung nach Bild 4 aufzubauen. So können die Empfindlichkeitsregelung, Einschaltverzögerung, Oszillatorabschaltung, Leuchtdioden oder das Relais weggelassen werden. Anstelle der Regelung ist ein Widerstand R25 von 180 kΩ, anstelle der Störungs-LED einer von 12 kΩ einzusetzen. Das Modul kann dann noch immer durch die Leitungen Q/S (Alarm/Störung) von einer Zentrale aus überwacht werden. Die freien Anschlüsse des Steckers können für mechanische Kontakte oder weitere Signale verwendet werden.

Ein Radargerät, mit dem eine Geschwindigkeit gemessen werden soll, benötigt natürlich eine spezielle Signalauswertung. Die Verstärkerplatine ist dagegen weiter verwendbar.

Für den Betrieb dieser Mikrowellenmodule bestehen fernmeldetechnische Vorschriften, die zu beachten sind.

Literatur

[1] Valvo: Radar-Bewegungsmelder für Sicherungs-, Überwachungs- und Steuerungsanwendungen. Technische Informationen für die Industrie, Nr. 760 920.

[2] *Waltz, H.*: Mikrowellen-Bewegungsmelder für Überwachung und Steuerung. FUNKSCHAU 1978, Heft 16.

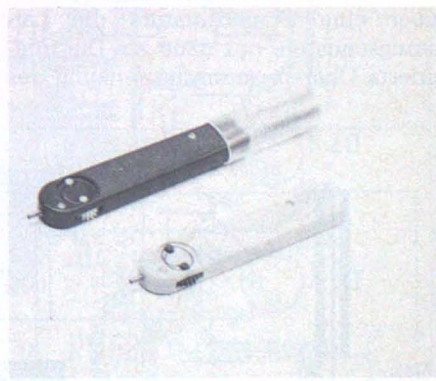
[3] Siemens Technische Mitteilung: Fensterdiskriminator TCA 965.

Stichworte zum Inhalt

Alarmanlage, Mikrowellenmodul SMX 5, MDX 2962, Dopplereffekt, Dopplerfrequenz, Frequenzverschiebung, Resonator, Gunnelement, Störsicherheit, Detektierung von Bewegung, Gunnoszillator, Fensterdiskriminator TCA 965.

Lötzinn-Spender

Das *Bild* zeigt einen Lötzinn-Spender, der in vielen Fällen im Hobby-Elektroniklabor sinnvoll eingesetzt werden kann. Vor allem, wenn sich auch der jüngere Nachwuchs mit Lötarbeiten beschäftigt, kann bei Benützung dieser Löthilfe der dauernde Kontakt mit dem Lötzinn vermieden werden, das Risiko einer Bleivergiftung entfällt. Zusätzlich verhindert werden Verunreinigungen, die durch Berührung verursacht werden können. Das Lötzinn kann direkt von einer Spule zugeführt werden; der Spender kann aber auch mit gefüllter Kammer bezogen werden. Scho.



Manfred Kurth

Netzteilkarte mit L200

Die beschriebene Netzteilkarte stellt eine vielseitig einsetzbare Schaltung vor. Durch universelle Auslegung der Leiterplatte können eine oder zwei Spannungen zwischen ca. 3 V und 30 V realisiert werden.

Der L200 ist ein positiver Spannungsregler mit fünf Anschlüssen im Pentawatt-Gehäuse. Im Normalfall wird er ohne Isolation am Kühlkörper montiert. Im Gegensatz zu den üblichen dreibeinigen Spannungsreglern besitzt der L200 zwei weitere Anschlüsse zur Festlegung von Ausgangsspannung und maximalem Ausgangsstrom.

Der L200 enthält als wesentlichste Teile eine Referenzspannungsquelle (2,65...2,85 V), einen Regelverstärker (OP), einen Überspannungsschutz, die Strombegrenzungsschaltung und eine Leistungsendstufe. Die Ausgangsspannung muß über die externe Verdrahtung zum Eingang des Regelverstärkers an Pin 4 geschaltet werden, dabei wird durch die Spannungsteilung die Ausgangsspannung bestimmt (*Bild 1*). Die Strombegrenzungsschaltung benötigt einen externen Fühlwiderstand, an welchem 0,45 V bei maximalem Strom abfallen sollen. Diese 0,45 V steuern über eine Transistorstufe die Leistungsendstufe des L200 zu. Die integrierte Überspannungsbegrenzung des L200 wird wirksam, wenn zwischen Ein- und Ausgang eine Spannung über 32 V auftritt. Weiterhin schaltet der L200 bei einer inneren Temperatur von 150 °C ab.

Die Netzteilschaltung mit ICs

Die Netzspannung wird mit einem Trafo in Kartenausführung auf Kleinspannung umgesetzt. Es werden wahlweise Trafos mit 6, 14 oder 28 VA in Kartenausführung eingesetzt.

Die im Muster verwendeten Kartentrafos „Block" (Mütron) haben gute elektrische Daten, trotzdem ist aber die Leerlaufspannung ca. 20 % höher als die Nennspannung (wichtig für die Spannungsfestigkeit der Ladeelkos). Der 6-VA-Trafo kommt eigentlich nur bei Beschaltung der Karte für eine Ausgangsspannung zum Einsatz, es sind dann beide Sekundärwicklungen parallel geschaltet. Die Leistungsangabe der Trafos ist die Gesamtleistung beider Wicklungen, die Last einer Wicklung bei Beschaltung für zwei Ausgangsspannungen ist nicht größer zulässig als die halbe Gesamtleistung!

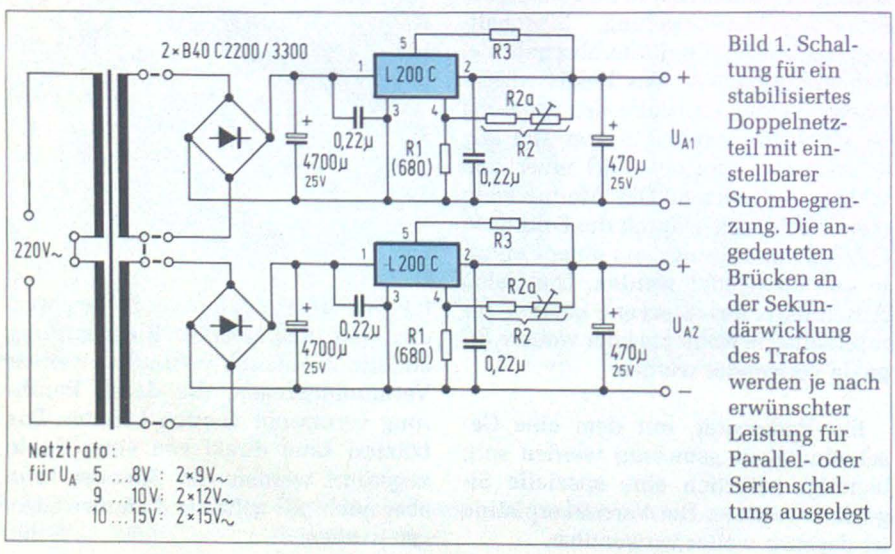


Bild 1. Schaltung für ein stabilisiertes Doppelnetzteil mit einstellbarer Strombegrenzung. Die angedeuteten Brücken an der Sekundärwicklung des Trafos werden je nach erwünschter Leistung für Parallel- oder Serienschaltung ausgelegt

Die Ausgangsspannung wird eingestellt durch die Spannungsteilung der Widerstände R1, R2 und R2a. Sie wird berechnet nach der Formel:

$$U_A = 2{,}75\ V \cdot (1 + \frac{R2}{R1}).$$

R2 und R2a sind bei der Berechnung als ein Wert anzunehmen. Durch das Poti ergibt sich auch der Einstellbereich, welcher nicht größer als ±10 % sein sollte. R1 sollte in der Größenordnung von 680 Ω...1 kΩ liegen. R2 berechnet sich dann nach der oben angegebenen Formel.

Durch den Widerstand R3 wird der maximale Ausgangsstrom bestimmt:

$$R3 \approx \frac{0{,}45\ V}{I_{A\ max}}$$

Die Verlustleistung von R3 ist leider nicht vernachlässigbar:

$P_{R3} = 0{,}45\ V \cdot I_{A\ max}$.

Die direkt am L200 montierten 0,22-µF-Kondensatoren verhindern ein Eigenschwingen des ICs. Der Elko am Ausgang bringt den dynamischen Innenwiderstand des Netzteiles herunter und verringert die Rest-Störspannung. Hier sind Werte von etwa 470 µF geeignet.

Aufbau auf Europakarte

Das Netzteil wird auf einer Europakarte (100 mm × 160 mm) aufgebaut. Die Lochanordnung des Netztrafos (*Bild 2*) erlaubt den Einsatz drei verschiedener Trafoleistungen. Bei Verwendung anderer Trafofabrikate muß das Lochbild geändert werden! Die Kontaktierung der ganzen Karte erfolgt mit einer 31poligen Steckerleiste (Bestückungsplan *Bild 3*).

Die Ladeelkos müssen nach Spannung und Strom ausgewählt werden; 4700 µF mit 25 V sind noch problemlos einzulöten. Die Spannungsregler L200 werden stehend mit einem Kühlblech Seifert KL 132/37,5 montiert. Da der L200 das Kühlblech mechanisch nicht halten kann, werden die Kühlkörper mit Uhu-Plus auf die angerauhte Platine geklebt oder besser mit einem Blech montiert, dessen Enden verschränkt werden! Die Punkte M1 und M2 bei den Potis sind als Meßpunkte für die Ausgangsspannung vorgesehen; hier könnten auch problemlos Kontrollampen angeschlossen werden.

Für Ausgangsspannungen bis 15 V sind Trafos mit 15 V Sekundärspan-

nung greifbar, darüber werden beide Sekundärwicklungen in Reihe geschaltet und nur noch ein Spannungsregler bestückt. Wünscht man hohe Ströme, so werden die Wicklungen parallel geschaltet. Der L200 läßt maximal 2 A zu (R3 = 0,22 Ω), aber dann wird doch die verwendete Kühlfläche recht knapp.

Es ist übrigens problemlos möglich, beide L200-Ausgänge parallel oder in Reihe zu schalten, auch ein Netzteil mit ±U ist realisierbar.

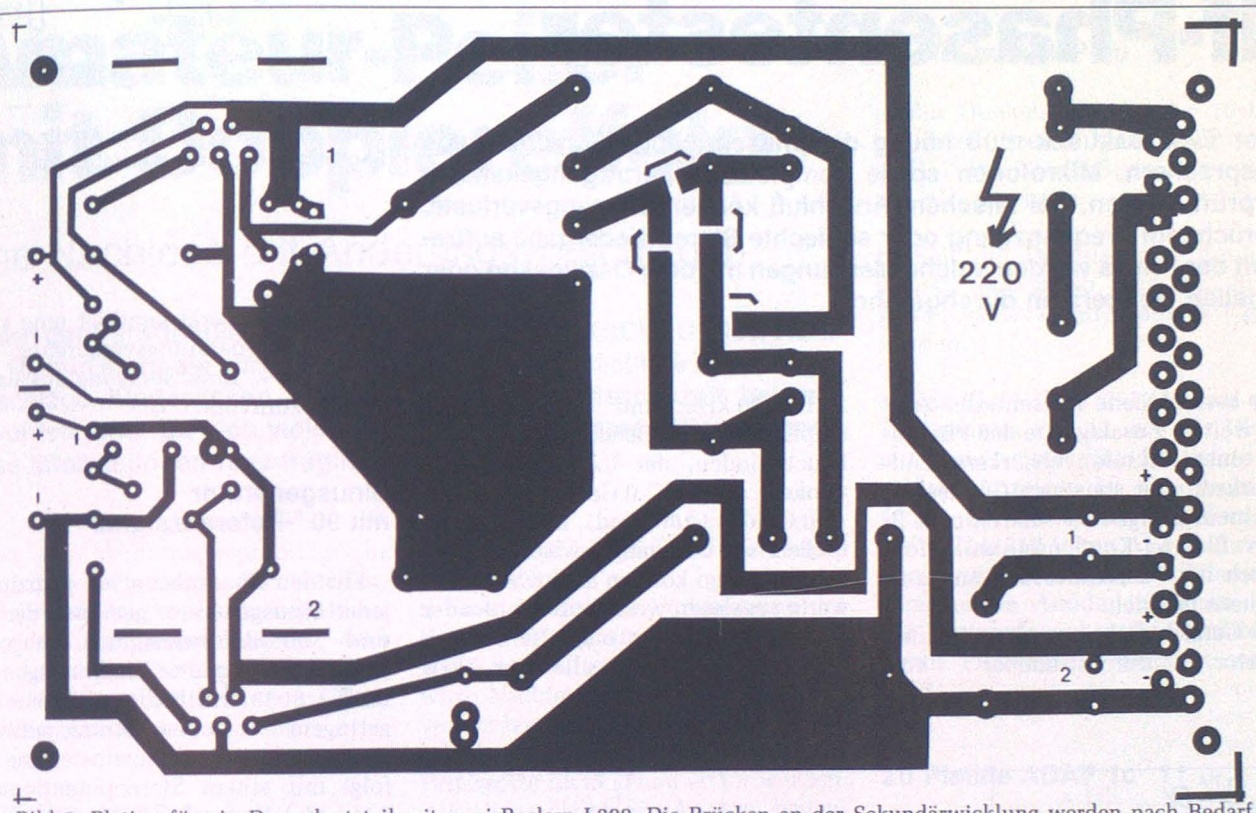


Bild 2. Platine für ein Doppelnetzteil mit zwei Reglern L200. Die Brücken an der Sekundärwicklung werden nach Bedarf eingelötet

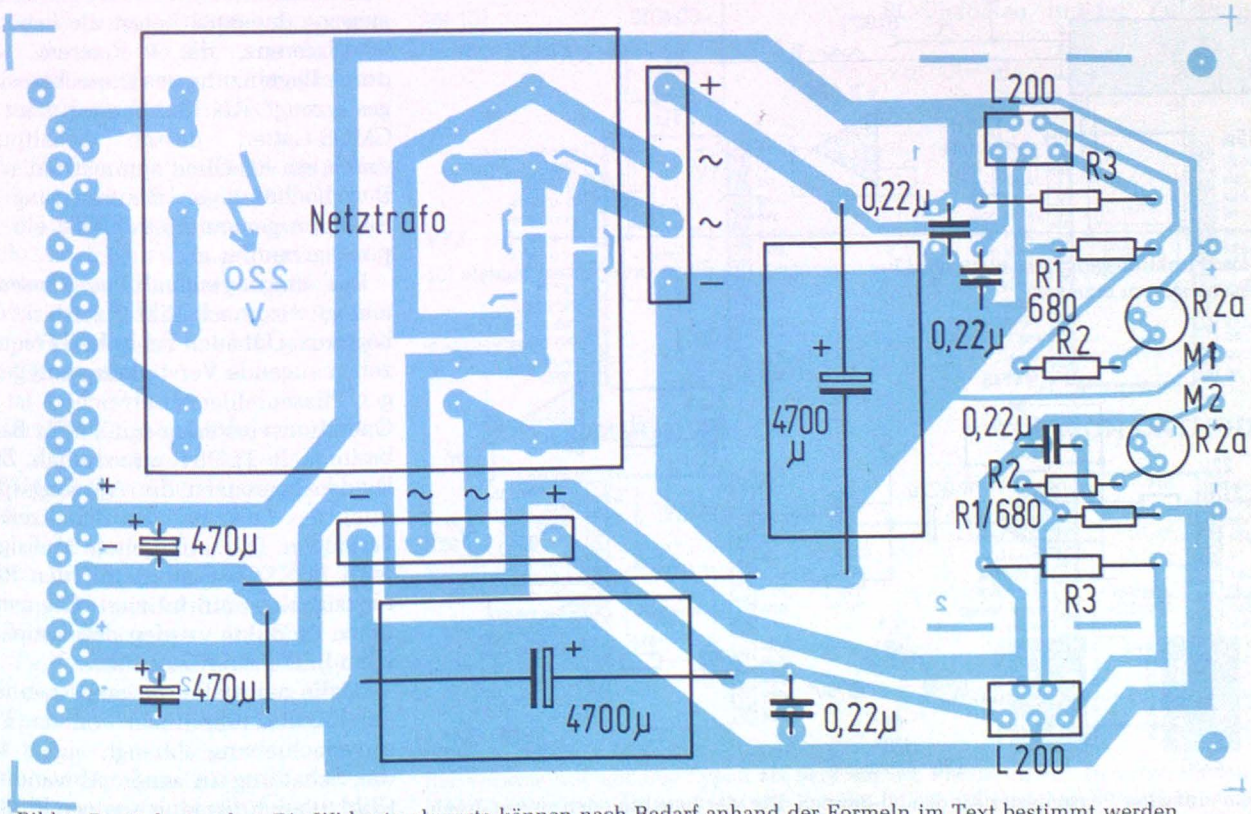


Bild 3. Bestückungsplan. Die Widerstandswerte können nach Bedarf anhand der Formeln im Text bestimmt werden

Frank Münchow-Pohl

Nf-Phasentester

In der Elektroakustik muß häufig die phasenrichtige Schaltung von Lautsprechern, Mikrofonen sowie kompletten Übertragungskanälen überprüft werden. Bei falschem Anschluß können Leistungsverluste, Einbrüche im Frequenzgang oder schlechte Stereowiedergabe auftreten. In der Praxis werden solche Messungen mit dem Oszilloskop oder speziellen Meßgeräten durchgeführt.

Der beschriebene Phasentester zeigt ohne weitere Zusatzgeräte den Phasengang eines Mikrofonverstärkers, Endverstärkers oder sonstigen Gerätes an. Mit einem geeigneten Mikrofon, z. B. einem Elektret-Kondensatormikrofon, ist auch die Phasenmessung an Lautsprechern möglich.

Das Gerät besteht aus einem Sinusgenerator, durchstimmbar von 20 Hz...20 kHz, und einem phasenempfindlichen Detektor mit vier Leuchtdioden, der folgende Phasenwinkel anzeigt: 0 Grad, +90 Grad, −90 Grad, ±180 Grad. Durch einen fließenden Übergang zwischen zwei Leuchtdioden können auch Zwischenwerte abgelesen werden. Bei fehlender Eingangsspannung oder fehlendem Phasenbezug bleiben alle vier LEDs dunkel. Das Gerät benötigt eine symmetrische Spannungsversorgung von ±5...±7,5 V. Eine Speisung aus Batterien ist sinnvoll.

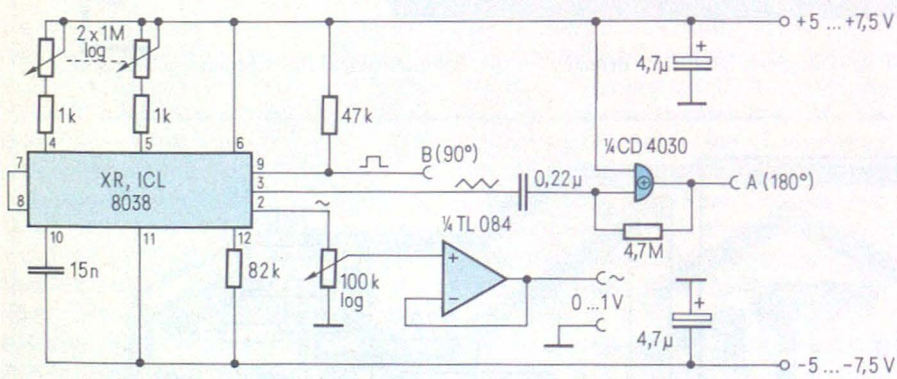


Bild 1. Der Funktionsgenerator 8038 wird herangezogen, um die erforderlichen Signale für den Phasentester zu erzeugen

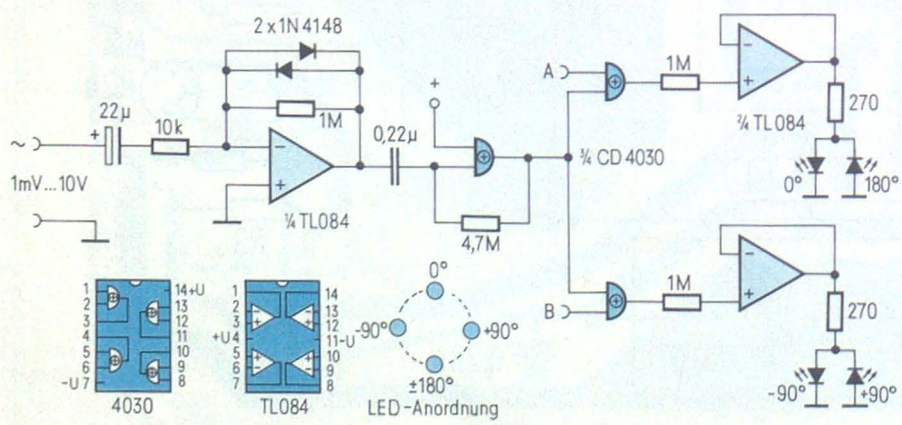


Bild 2. Ein einfacher Phasentester für den Nf-Bereich. Die vier Leuchtdioden zeigen durch fließende Übergänge auch Zwischenwerte an

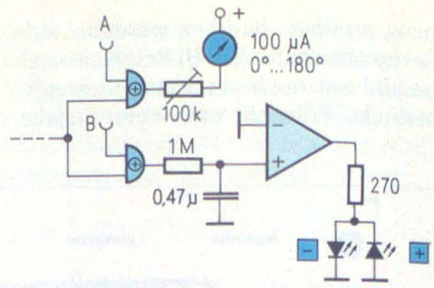


Bild 3. Abgewandelte Form für die analoge Darstellung der Phasenbeziehungen

Sinusgenerator mit 90 °-Referenzsignal

Für den Phasentester ist prinzipiell jeder Sinusgenerator geeignet, der 0 °- und 90 °-Referenzsignale abgeben kann. Der integrierte Funktionsgenerator ICL 8038 erfüllt diesen Zweck mit geringem Beschaltungsaufwand (*Bild 1*). Die Frequenzeinstellung erfolgt mit einem Stereopotentiometer 2 × 1 MΩ. Dadurch wird ein Frequenzverhältnis von 1 : 1000 bei stabilem Tastverhältnis erreicht. Der Rechteckausgang des 8038 liefert die benötigte 90 °-Referenz, die 0°-Referenz wird durch Begrenzung des Dreiecksausganges erzeugt. Als Komparator dient ein CMOS-Gatter, dessen Schaltpunkt durch ein RC-Glied symmetriert wird. Den hochohmigen Sinusausgang des Funktionsgenerators schließt ein Impedanzwandler ab.

Das Eingangssignal des Phasendetektors wird nach *Bild 2* verstärkt und begrenzt. Um auch bei hohen Frequenzen genügende Verstärkung und geringen Phasenfehler zu erreichen, ist ein Operationsverstärker mit 3 MHz Bandbreite (z. B. TL 084) erforderlich. Zwei Dioden begrenzen die Ausgangsspannung des OPs, um die Schaltzeit zu verkürzen. Das aufbereitete Meßsignal wird in EXOR-Gattern mit den Referenzsignalen multipliziert. Die gemittelten Produkte werden den antiparallelen LED-Paaren zugeführt.

Da die gemittelte Ausgangsspannung der EXOR-Gatter linear von der Phasenverschiebung abhängt, eignet sich die Schaltung in einer Abwandlung (*Bild 3*) auch für eine analoge Phasenmessung.

Dipl.-Ing. Günther Zopp (DL9SU)

Amateur-Peiler mit Dopplereffekt

Eine Nachlese mit Änderungsvorschlägen

Da seit der Veröffentlichung der Arbeit in der FUNKSCHAU 1980, Hefte 13...16, nun mehr als ein Jahr vergangen ist, soll auf einige Änderungsvorschläge hingewiesen werden, die in der Zwischenzeit bekannt geworden sind. Da sich viele für den Nachbau interessierten, können diese Informationen nachträglich von Nutzen sein.

Um die Änderungsvorschläge in übersichtlicher Form darzustellen, sind die Punkte jeweils nach der Platinenanordnung zusammengefaßt und nur im Telegrammstil erklärt. Sollten weitere Änderungen bekannt werden, bittet der Autor um Nachricht.

Zu Platine ADAP 1a

a) Wird die Peilstation mit stark wechselnder Versorgungsspannung betrieben, z. B. im Auto, ist es vorteilhaft, die Betriebsspannung für das gesamte System auf 10 V zu stabilisieren.

b) Weicht die Digitalanzeige beim Betätigen von S2 stark vom 180°-Sprung ab, so kann diese Unsymmetrie, die durch Gleichspannungsüberlagerung auftreten kann, durch einen Kondensator von 0,1 µF in Reihe vor R15 und einen Widerstand R = 1 MΩ gegen U/2 beseitigt werden.

c) Um die Eingangsstufe von IC 3.1 nicht zu übersteuern, kann noch ein RC-Tiefpaß ($f_g \approx 500$ Hz) vorgeschaltet werden.

d) Schaltet man über den 455-kHz-Schwingkreis aus L1, C2 zusätzlich einen Kondensator mit 100 pF, so wird die Peilfrequenz verkleinert (leider auch der Nutzhub), aber der Abstand zur Sprach-Störmodulation wächst.

e) Um die Bandbreite des Bandpasses an IC 3.1 zu verringern und die Verstärkung zu erhöhen, kann R6 auf 47 Ω verringert und R8 auf 560 kΩ vergrößert werden.

f) Eine wesentliche Verbesserung der Güte Q erfolgt am Abtastfilter IC 6, wenn R12 auf etwa 2 MΩ vergrößert wird. Nachteilig wirkt sich die damit verbundene Erhöhung der Einschwingzeit aus, wodurch sehr kurze Peilsignale nicht genau erfaßt werden. Allerdings bleibt die Anzeige bedeutend ruhiger, und der Einfluß von Fremdmodulationsspitzen wird geringer [5].

g) Falls das Signal der Treppenspannung an IC 4, Pin 1, bei optimaler Abstimmung noch zu klein ist, kann R14 größer gewählt werden, bis die Begrenzung einsetzt.

Zu Platine ADAP 1b

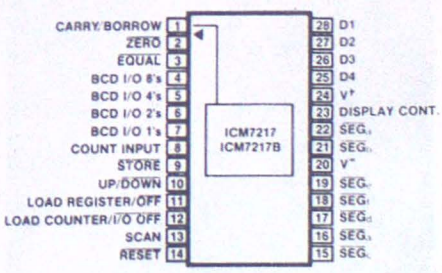
a) Zur Dunkelsteuerung der 16 LEDs bei geschlossener Rauschsperre wird an IC 7, Pin 23, die Spannung von 0 V auf $+U_B$ geschaltet.

b) Soll die Digitalanzeige dunkelgesteuert werden, so muß Pin 20 von IC 14 (Display Control) auf +5 V gelegt werden.

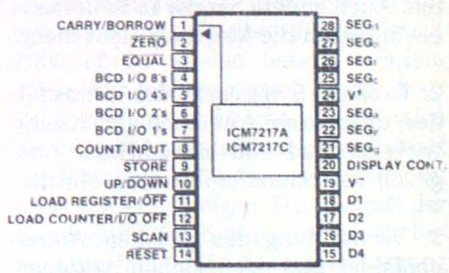
c) Das IC 14 (ICM7217A) kann einen Treiberstrom von 12 mA (für Display mit gemeinsamer Katode) liefern. Für größere Anzeigen ist ein Strom von 40 mA angebracht, der von dem Baustein ICM7217 (ohne A) geliefert werden kann. Das Display muß dann eine gemeinsame Anode aufweisen, auch das Platinenlayout muß wegen der anderen Pinbelegung geändert werden (*Bild*).

Zu Platine ADAP 1c

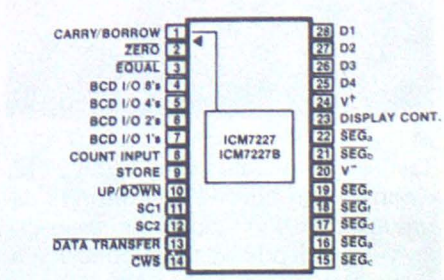
a) Weicheres Schalten der PIN-Dioden im Antennenschalter kann durch acht RC-Tiefpässe in der Zuleitung der

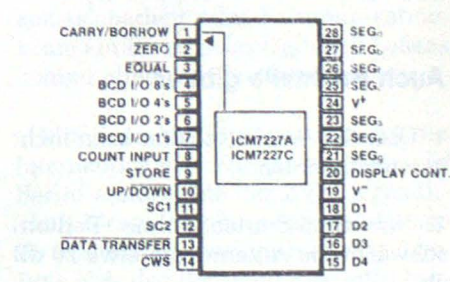


COMMON ANODE



COMMON CATHODE





Bei Verwendung anderer Typen als dem auf der Platine ADAP 1b vorgesehenen Zähler ICM7217A müssen die unterschiedlichen Pin-Belegungen beachtet werden. Die Platine aus FUNKSCHAU 1980, Heft 15, Seite 80, ist gegebenenfalls zu ändern [7]

Schaltspannungen zwischen IC 8 und dem Mittelpunkt der beiden Schaltdioden erreicht werden.

b) In [3] wird bezüglich der Antennenumschaltung ein interessanter Vorschlag unterbreitet. Die spannungsgesteuerten analogen Schalter werden mit einer genau definierten Funktion geschaltet, welche digital in einem PROM abgelegt ist. Da mehrere Antennen anteilmäßig beim Empfang beteiligt sind, wird der bei ADAP 1c auftretende Nachteil der steilen Umschaltflanken vermieden.

Von mir werden z. Z. Untersuchungen in dieser Hinsicht mit ADAP 2c durchgeführt, um ADAP 1c zu ersetzen.

c) Der Antennenschalter hat den Vorteil, daß über ihn auch bis zu einer Leistung von 1 W gesendet werden kann. Dazu sollte allerdings mit S1 die Antennenrotation ausgeschaltet sein, da die Sendung sonst einen starken Peilton aufweist.

Vorschau auf Platine ADAP 2c

Ausgehend von der angegebenen Literatur wurden folgende Verbesserungen an ADAP 2c gegenüber ADAP 1c vorgenommen:

1. Wesentliche Verringerung von unerwünschten Intermodulationsprodukten. Auch andere Sender in Peilernähe beeinflussen die Messung nicht mehr.

2. Größere Symmetrie des Abtastfeldes, da mehrere Antennen gleichzeitig wirksam sind und ein gewisser Ausgleich von Bauteiletoleranzen eintritt.

3. Verwendung des gleichen Antennenfeldes und der gleichen Ansteuerkabel, keine Änderung an ADAP 1a und 1b.

Auch Nachteile gibt es

1. Über den Analogschalter kann nicht gesendet werden.

2. Im Stop-Betrieb (ohne Peilton) schwächt die Antenne um etwa 20 dB ab.

3. Jeder der vier oder acht Schalter muß einzeln und im Zusammenwirken abgestimmt werden, wozu wenigstens ein Zweikanal-Oszilloskop benötigt wird.

4. Der Preis gegenüber ADAP 1c ist mehr als doppelt so hoch.

Literatur

[1] Neues von Rohde & Schwarz. Heft 91, Herbst 1980.

[2] Ortung und Navigation. 2/1980.

[3] W7BEP. 73 Magazin. Juni 1981.

[4] WA2ANU. QST. Juli 1981.

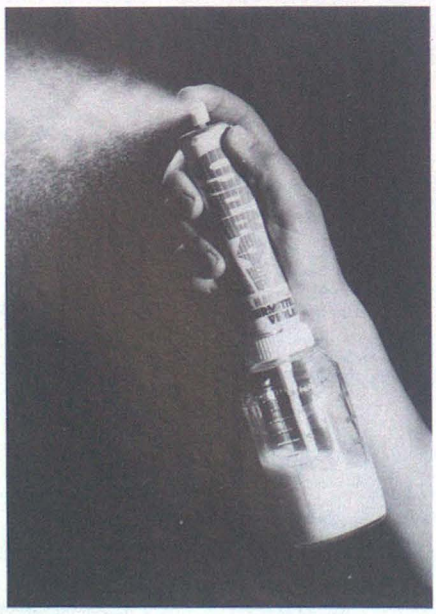
[5] Kaufmann, M.: Electronic Design. August 1974.

[6] RTTY-Sonderheft DC3KE. High Speed Peiler.

[7] Intersil: Datenblatt ICM7217.

Sprühsystem für Bastler

Der Sprayer (*Bild*) ist eine wieder füllbare Sprühdose und zum Versprühen aller Flüssigkeiten geeignet: Ölfarben, Dispersionen, Lacke, Reinigungsmittel usw. Das Gerät besteht aus einer



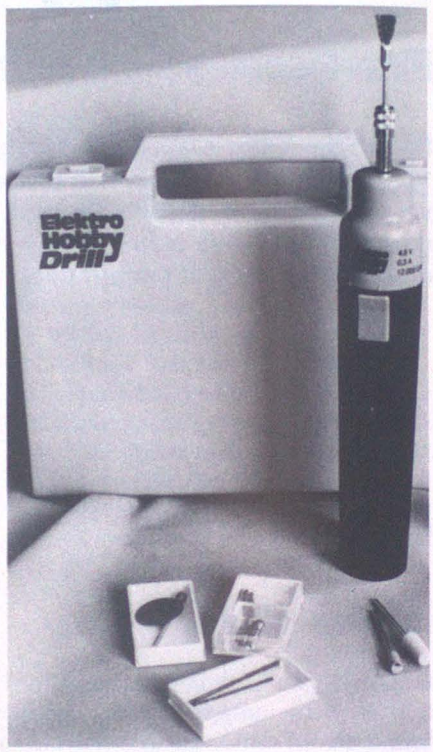
Treibgaspatrone und Glas – und ist für einen halben Liter Flüssigkeit und damit etwa für 4 qm gut. Dabei kann das zu versprühende Material ohne Treibgasverlust ausgetauscht werden.

Eine ausführliche Gebrauchsanleitung liegt jedem Sprayer bei.

Für die Hobby-Werkstatt:

Hobby-Drill

Fast in jeder Hobby-Werkstatt, vor allem aber im Elektronikbereich, werden für feinere Arbeiten immer wieder kleine, handliche Bohrgeräte benötigt. Um von einem Netzanschluß unabhängig zu sein, ist dabei ein Betrieb mit Batterien von Vorteil. Ein solches Bohrgerät, dessen kräftiger Motor von drei Babyzellen versorgt wird, zeigt das *Bild*.



Dieses leichte Allroundgerät, das unter 50 DM kostet, ist mit einem Schnellspannfutter ausgerüstet und geeignet für alle Miniaturarbeiten. In Verbindung mit einem Bohrständer und einer flexiblen Welle ist das Gerät vielseitig einsetzbar:

- ○ Gravieren verschiedener Werkstoffe,
- ○ Schleifen,
- ○ Bohren von Platinen,
- ○ Polieren,
- ○ Fräsen.

Das Basisgerät ist mit zehn verschiedenen Einsatzwerkzeugen in einem Plastik-Koffer verpackt. Es kann auch über einen Transformator am Netz betrieben werden. Scho.

Dr. Götz Corinth

Magnetton-Wiedergabeverstärker

mit elektronischer Umschaltung

Bereits in Heft 5/1975, Seite 75, beschrieb der Verfasser einen Magnetton-Wiedergabeverstärker unter Verwendung integrierter Schaltungen. Inzwischen ist die Halbleitertechnologie weiter fortgeschritten, das alte Konzept wurde deshalb überarbeitet und dem aktuellen technischen Stand angepaßt.

Da die meisten Studio-Magnetbandgeräte entweder zweikanalig ausgelegt sind (sogenannte Mastermaschinen) oder eine geradzahlige Kanalbestükkung haben (8-, 16-, 24-Spur-Anlagen), wurden bei dem hier beschriebenen Mustergerät zwei Kanäle auf einer Europa-Platine (160 mm × 100 mm) zusammengefaßt (Anschluß über 31polige Steckerleiste nach DIN 41 617).

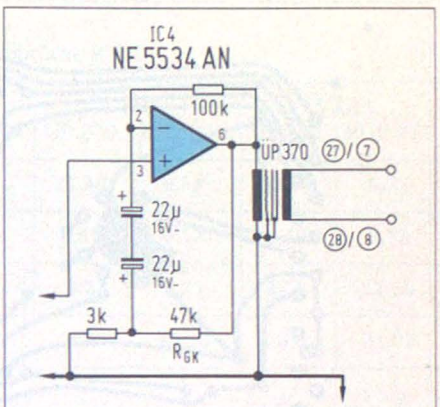
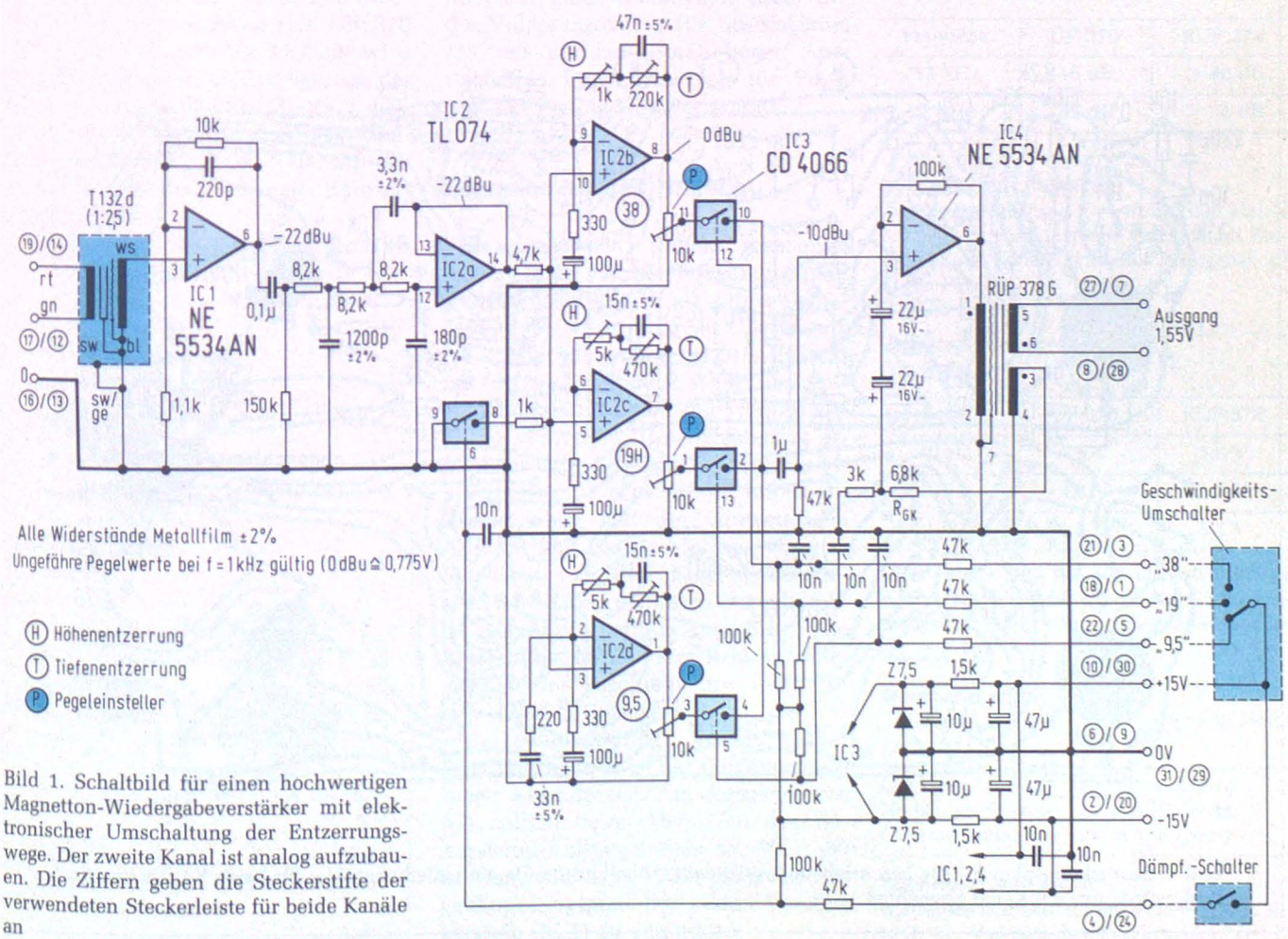


Bild 2. Die Ausgangsstufe aus Bild 1 ist hier modifiziert für den Übertrager ÜP 370

Pro Kanal sind drei umschaltbare Entzerrungswege und Pegeleinsteller vorgesehen, die Zeitkonstanten entsprechen beim Mustergerät den Normen 38 CCIR, 19 H und 9,5. Ihre Umschaltung erfolgt über integrierte Analogschalter.

Zusätzlich kann über ein gleichspannungsgesteuertes Dämpfungsglied das Übertragungsmaß des Verstärkers um



Alle Widerstände Metallfilm ±2%
Ungefähre Pegelwerte bei f = 1 kHz gültig (0 dBu ≙ 0,775 V)

(H) Höhenentzerrung
(T) Tiefenentzerrung
(P) Pegeleinsteller

Bild 1. Schaltbild für einen hochwertigen Magnetton-Wiedergabeverstärker mit elektronischer Umschaltung der Entzerrungswege. Der zweite Kanal ist analog aufzubauen. Die Ziffern geben die Steckerstifte der verwendeten Steckerleiste für beide Kanäle an

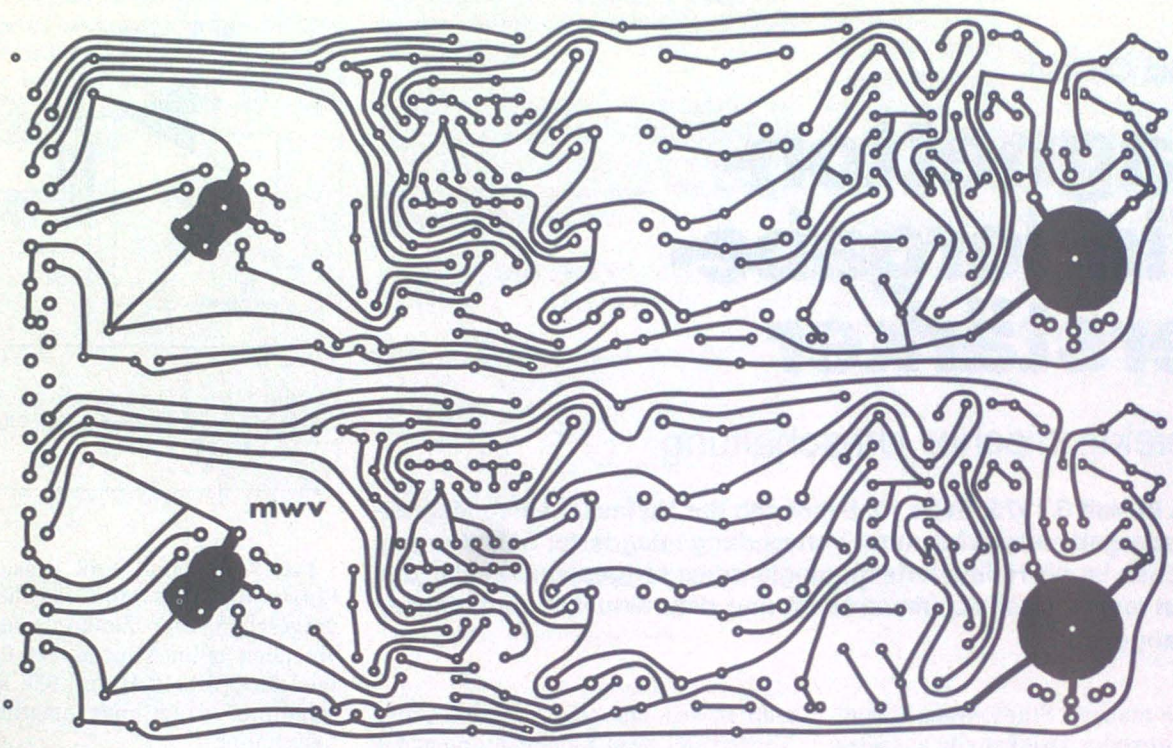


Bild 3. Vorschlag für ein Platinen-Layout auf einer Europa-Karte in zweikanaliger Ausführung

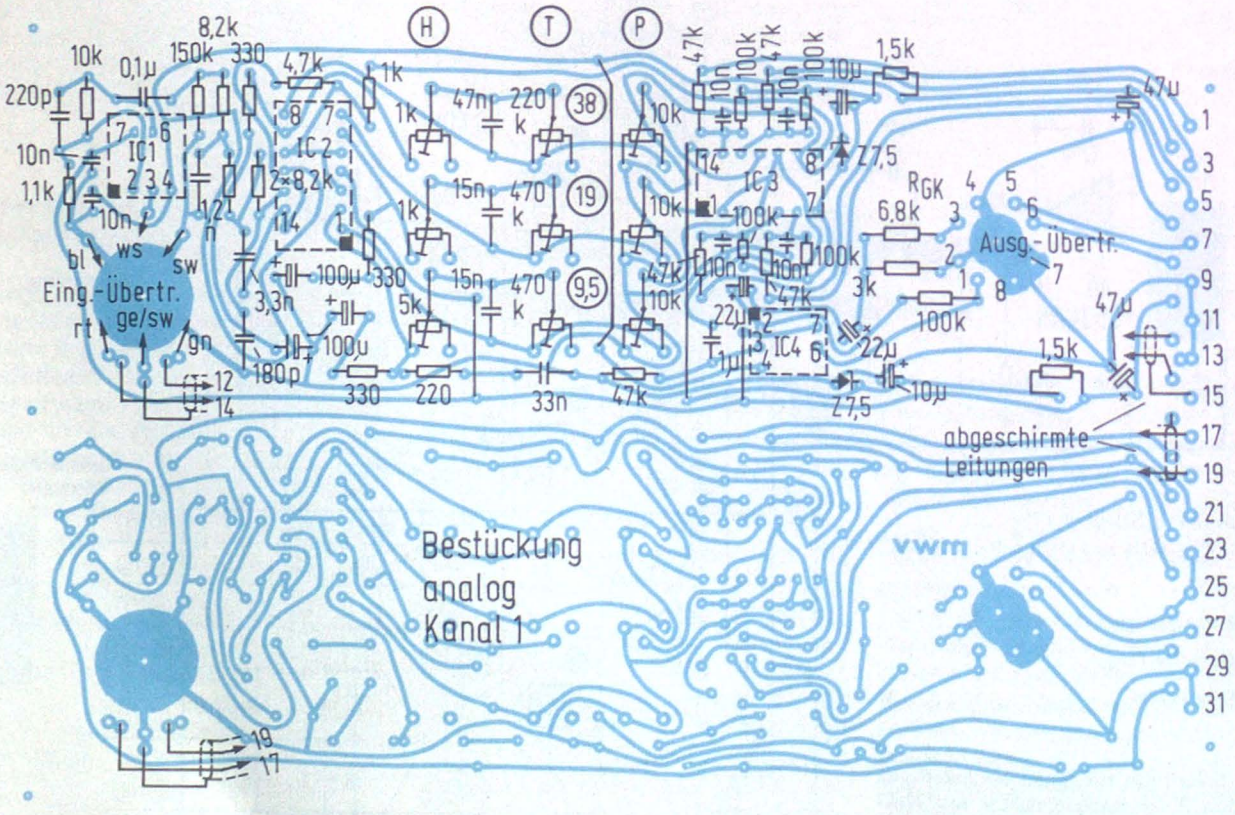


Bild 4. Bestückungsplan für die beschriebene zweikanalige Ausführung. Da die Leiterbahnbilder für beide Kanäle identisch sind, wurde nur ein Kanal gezeichnet

ca. 20 dB herabgesetzt werden (beispielsweise durch eine vom Umspulschalter des Bandgerätes gesteuerte Spannung, um bei angelegtem Band und hoher Umspulgeschwindigkeit eine Überlastung von Hochtonlautsprechern zu verhindern).

Schaltungsbeschreibung

Das Eingangssignal gelangt nach *Bild 1* über einen Übertrager (Haufe T 132 d, ü = 1 : 2,5) zur ersten Verstärkerstufe (IC 1, v = 20 dB) und über einen aktiven Tiefpaß III. Ordnung (IC 2a, f_g = 20 kHz) in die getrennten Entzerrerstufen (IC 2b, c, d), deren Ausgänge mit den entsprechenden Pegeleinstellern verbunden sind. Integrierte Analogschalter (IC 3) legen die Ausgangsstufe (IC 4) an die gewünschten Potentiometer. Über einen Übertrager (wahlweise Pikatron RÜP 378 oder ÜP 370) wird das Signal erdfrei und symmetrisch ausgekoppelt.

Je nach den Ansprüchen des Anwenders werden zwei verschiedene Versionen der Ausgangsstufe vorgeschlagen. Sie unterscheiden sich durch die Eigenschaften (und die Preise) der Übertrager. Bei Verwendung des ÜP 370 nach *Bild 2* (Kerngröße MD 30) wird eine kleine Adapterplatine benutzt, die auf ihrer Unterseite Lötstifte trägt, welche in die für den hochwertigen Ringkerntransformator RÜP 378 auf der Hauptplatine vorgesehenen Bohrungen passen.

Die Analogschalter werden durch eine hochohmig zugeführte negative Vorspannung ihrer Steuerelektroden gesperrt und durch Anlegen einer positiven Spannung von 12...15 V geöffnet. Vom Löschoszillator des Aufsprechteiles herrührende Störspannungen dämpft der oben erwähnte aktive Tiefpaß.

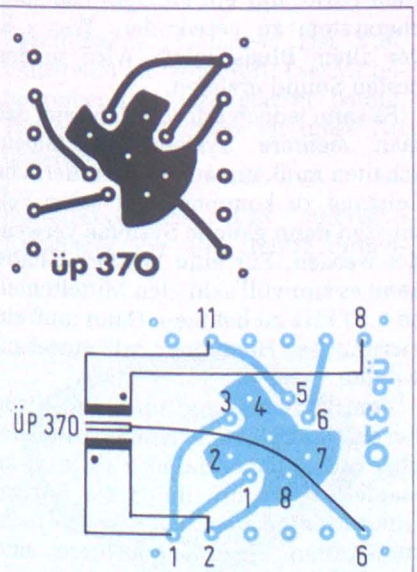


Bild 5. Adapterplatine für den Übertrager ÜP 370 nach Bild 2 einschließlich Bestückungsplan

Erzielte Ergebnisse

Am Mustergerät ließen sich beim Abspielen der entsprechenden DIN-Bezugsbänder (Wiedergabekopf Bogen PW 232) Frequenzgänge einstellen, die mit sehr guter Genaugkeit innerhalb der Toleranzgrenzen für Studiogeräte (38 cm/s) und HiFi-Geräte liegen. Ausreichende Einstellreserven für Pegel und Entzerrung sind vorhanden.

Hinweise für den Nachbau

Der Aufbau nach dem gegebenen Layout (*Bild 3*) und Bestückungsplan (*Bild 4*) erwies sich als unproblematisch. Bei Verwendung des Übertragers ÜP 370 ist die Adapterplatine (*Bild 5*) mit kurzen Drahtstücken mit den entsprechenden Punkten der Hauptplatine zu verbinden. Die Befestigung erfolgt zusätzlich durch eine zentrale M-3-Schrauben, ein ca. 6 mm hohes Distanzröllchen hält den notwendigen Abstand ein. Die Verbindung von der Steckleiste zu den Eingangsübertragern wird zweckmäßig als eng verdrillte, geschirmte Leitung ausgeführt. Die Einstellung der Entzerrglieder und Pegeleinsteller geschieht mit den entsprechenden Bezugsbändern

Bei Verwendung hochindukiver Wiedergabeköpfe ist der Eingangsübertrager wegzulassen. Am Ausgang vom IC1 sollten beim Abspielen des Bezugsband-Vollpegelteiles ca. 50 ... 80 mV erscheinen, u. U. ist dazu der Gegenkopplungsgrad der ersten Verstärkerstufe (IC 1) zu verändern.

Ausgangswiderstand:
(gemessen mit Siemens-Scheinwiderstandsmeßbrücke R 217)

	40 Hz		1 kHz		15 kHz	
	ÜP 370	RÜP 378	ÜP 370	RÜP 378	ÜP 370	RÜP 378
ohmscher Anteil (Ω)	20	9,4	21,40	9,53	23,00	9,72
Streuinduktivität (mH)	n.m.k.	n.m.k	0,51	0,12	0,49	0,12
induktiver Anteil (Ω)	n.m.k.	n.m.k.	3,2	0,75	47,0	11,30
Gesamtwert (Ω)	~ 20	~ 9,4	24,6	10,28	70,0	21,02

(n.m.k. = nicht meßbar klein)

Am Ausgang gemessene Störspannungen:
(bezogen auf 0-dB-Pegeltonteile der DIN-Bezugsbänder bei Vollspurabtastung; gemessen nach DIN 45 405 „alt" mit Störspannungsmesser Siemens U 33)

Entzerrung für	38 CCIR	19 H	9,5
Fremdspannung U_{ss} (µV)	600	500	700
Geräuschspannung U_{ss} (µV)	240	250	400

Unsymmetriedämpfung des Ausgangs:
(reelle Last 300 Ω; gemessen mit Viererabschluß Siemens B 327)

Frequenz	ÜP 370	RÜP 378
15 kHz	46 dB	> 70 dB
1 kHz	62 dB	> 75 dB

Klirrfaktor am Ausgang:
(bei Nennpegel und f = 40...10 000 Hz) ≦ 0,1 % (Last 300 Ω reell, galvanische Einspeisung in Serie zu einem Wiedergabekopf bogen PW 232)

Übersteuerungsgrenze (U_{eff}):
(bei k = 1 %)

Frequenz	ÜP 370	RÜP 378
40 Hz	4,5 V	5,0 V
1 kHz	4,8 V	5,1 V
10 kHz	4,5 V	5,1 V

Diese Werte sind bei 300 Ω Last mit dem Suchtonanalysator FNA von R & S und geometrischer Addition der Oberwellen gemessen worden.

Stromverbrauch:
(pro Kanal, Betriebsspannung ± 15 V, reelle Last 300 Ω)

Leerlauf	20 mA je Zweig
Nennaussteuerung	21 mA je Zweig
Grenzaussteuerung	24 mA je Zweig

Stichworte zum Inhalt
Wiedergabeverstärker, Entzerrer-Normen 38 CCIR, 19 H, 9,5, Analogschalter, Bezugsband.

Hartmut Oberhoff

Gitarrenboxen selbst bauen

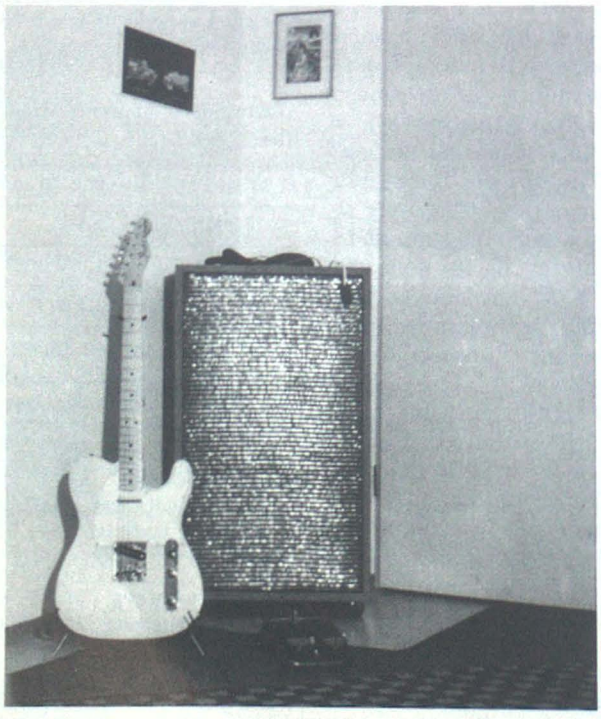
Es hat sich schon herumgesprochen, daß eine Lautsprecherbox zur Wiedergabe von Gitarrenmusik anders aufgebaut ist als eine HiFi-Box. Gerade Amateurmusiker sind aus finanziellen Gründen oft auf den Selbstbau ihrer Anlage angewiesen. Der Autor, technischer Leiter bei einem Lautsprecherhersteller, beschreibt hier, was beim Bau einer Gitarrenbox beachtet werden muß – und was man unbedingt vermeiden soll.

Bei der Auswahl der Bauteile für eine Musikbox müssen wir uns zuerst einmal über die Art des zugeführten Signals im klaren sein. Grundsätzlich haben wir es bei Instrumenten mit einer fast konstanten Leistungsverteilung über den gesamten Übertragungsbereich des Signals zu tun. Das heißt, jeder Frequenzbereich kann die gleiche Nennleistung zugeführt bekommen. Es müssen also Bauteile benutzt werden, die diesen Voraussetzungen gerecht werden. Dieser Punkt ist besonders wichtig für den Hochtonbereich! Auch ist der Dynamikumfang eines Instruments größer als der einer abgespielten Musikkonserve (Schallplatte, Band). Dies setzt eine hohe Impulsfestigkeit der Lautsprecher voraus.

Wichtige Voraussetzung: hoher Wirkungsgrad

Da oft große Flächen beschallt werden müssen, ist ein hoher Wirkungsgrad sowie eine große Belastbarkeit der Lautsprecher vorteilhaft. Der Schalldruck ist aus dem Frequenzdiagramm ersichtlich, das üblicherweise bei 1 W elektrischer Leistung und 1 m Mikrofonabstand aufgezeichnet wird. Je größer der Schalldruck bei diesen Werten ist, desto besser ist der Wirkungsgrad. Die Belastbarkeit der Box muß so ausgelegt sein, daß sie noch genügende (mindestens ⅓) Leistungsreserven hat und nicht immer im Maximalbereich arbeitet.

Weiter ist eine gute Transportmöglichkeit zu überlegen. Durch Baustein-Systeme mit getrennten Teilbereichen kann hier Abhilfe geschaffen werden, was vor allem bei Musikgruppen unumgänglich ist. Für einen Gitarristen ist es jedoch einfacher, wenn seine Anlage möglichst handlich und kompakt ist – mit einer Hand wird der Verstärker, mit der anderen die Box getragen.



Auswahl der Lautsprecher-Systeme

Dieser Punkt ist sehr wichtig, da die meisten Ausfälle in Musikerboxen durch die falsche Lautsprecherwahl auftreten, Instrumenten-Lautsprecher müssen eine harte Aufhängung haben (*Bild 1*). Weich aufgehängte Lautsprecher würden, bedingt durch die hohe Dynamik des Signals, eine unzulässig hohe Auslenkung machen und nach kurzer Zeit ausfallen. In der Auswahl der Belastbarkeit ist die Nennbelastbarkeit der sichere Wert. So sind für Impulsspitzen im Grenzfall immer noch Reserven vorhanden.

Die einfachste und sicherste Methode zum Aufbau einer Gitarrenbox besteht darin, nur ein einziges Lautsprechersystem zu verwenden. Wer z. B. vor allem Blues spielt, wird so den besten Sound erzielen.

Es kann jedoch erforderlich sein, daß man mehrere Systeme zusammenschalten muß, um auf die erforderliche Leistung zu kommen. Auf jeden Fall müssen dann gleiche Systeme verwendet werden. Für eine Western-Gitarre kann es sinnvoll sein, den Mitteltonteil ab 2...3 kHz zu betonen. Dann muß ein zusätzlicher Hochtöner mit eingebaut werden.

Vom Wirkungsgrad und vom Klang her sind dafür Druckkammer-Lautsprecher mit Exponentialhorn (*Bild 2*) zu empfehlen, da mit ihnen ein fetziger Gitarrensound zu erzielen ist. Die recht preiswerten Piezo-Lautsprecher sind wegen des sehr schlechten Wirkungsgrades für das gewünschte Klangbild von Gitarrenboxen nicht zu empfehlen.

Die Hochtöner sollten auf jeden Fall abschaltbar sein, um das Klangbild variieren zu können. Auf die frequenzmäßige Ankopplung kommen wir in einem späteren Abschnitt noch zu sprechen.

Beim Einsatz dynamischer Lautsprecher ist die Vielfach-System-Schaltung (Multi-System) von Vorteil. Das sind z. B. acht gleiche Mittelhochton-Lautsprecher in Reihen-Parallelschaltung. Hier verteilt sich die Leistung auf die einzelnen Systeme. Hochton- und Mittelton-Kalotten sind wegen ihrer kleinen Schwingspulen und damit verbundenen schlechten Wärmeableitung für Musikerboxen nicht geeignet. Sie würden schon nach kurzer Betriebszeit ausfallen.

Mittel- und Hochtonhörner müssen so angekoppelt werden, daß sie in der Lage sind, die Nennlast über längere Zeiträume zu verkraften. Steilflankige Filter mit möglichst 18 dB/Okt und hoch angesetzter Übergangsfrequenz schützen die empfindlichen Schwingspulen vor tieffrequenten Anteilen. Lautsprecherboxen für reine Baßwiedergabe kommen ganz ohne Filter aus.

Das Gehäuse

Die Größe des Gehäuses richtet sich nach den Platzverhältnissen sowie dem gewünschten Wirkungsgrad und der Baßintensität der Wiedergabe. Es stehen mehrere Prinzipien zur Verfügung. Die nachfolgenden Punkte gelten für hart aufgehängte Lautsprecher, wie sie für Gitarrenboxen erforderlich sind:

- Geschlossenes Gehäuse: Der Tieftonbereich ist bedämpft. Der Mitteltieftonbereich wird stärker betont. Für eine Musikerbox ist diese Art ungeeignet.

- Baßreflexgehäuse: Für intensive Baßwiedergabe. Bei richtig dimensioniertem Baßreflexrohr (*Bild 3*) für eine Gitarrenbox geeignet.

- Offenes Gehäuse: Für hohen Wirkungsgrad, aber geringe Baßwiedergabe.

- Exponentialgehäuse: Für höchsten Wirkungsgrad und große Linearität über den Gesamtbereich. Für Musikerboxen am besten geeignet; das Gehäuse ist zwar nicht einfach zu bauen, jedoch sind dazu Bausätze erhältlich.

Bild 1. Hart aufgehängter Tiefton-Lautsprecher, Typ BG 30

Die Weiche in einer Gitarrenbox

Bei Verwendung eines zusätzlichen Mittelhochtöners wird nicht unbedingt eine aufwendige Weiche benötigt. Die Ankopplung erfolgt zweckmäßig über einen Kondensator, der die Grenzfrequenz auf etwa den doppelten Wert (eine Oktave höher) legt, wie die untere Übertragungsfrequenz des Hochtöners angegeben ist. Liegt die untere Frequenz nach Herstellerangaben bei 1500 Hz, sollte der Übertragungsbereich nach unten auf 2500...3000 Hz gelegt werden. Je höher die Übergangsfrequenz gelegt wird, desto geringer ist die Gefahr der Überlastung.

Wird eine Weiche verwendet, so müssen die Bauteile so dimensioniert werden, daß auch die Leistungsspitzen verkraftet werden können. Schwach ausgelegte Weichen können den Wirkungsgrad einer Box erheblich verschlechtern. Das heißt: Man sollte Spulen mit großem Drahtquerschnitt 1,0...2,0 mm ∅ und Kondensatoren mit hoher Spannungsfestigkeit und geringem Verlustfaktor verwenden. Gut geeignet sind Folienkondensatoren. Elektrolytkondensatoren minderer Qualität würden sich zu stark erwärmen und zerplatzen. In den meisten Fällen versucht man ohne Weiche auszukommen oder nur den Hochtonbereich über ein Filter laufen zu lassen und den Tieftonbereich ohne Weiche anzukoppeln.

Der praktische Aufbau

Die Gehäusewände müssen eine ausreichende Festigkeit aufweisen. 22 mm Spanplatten oder Sperrholz sind beliebte Materialien. Besser wegen des geringeren Gewichtes ist Multiplex (mehrfach geschichtetes, verleimtes Sperrholz mit gekreuztem Faserverlauf). Innenkanten und größere Flächen sind durch eingeklebte Vierkanthölzer zu verstärken. Eine sehr gute Dämpfung der Gehäuseresonanz erzielt man, indem die Innenwände noch zusätzlich mit Weichfaserplatten beklebt werden. Als Bindemittel eignet sich Bitumen, das von sich aus schon eine dämpfende Wirkung hat.

Bild 2. Im Beispiel verwendetes Mittelhochton-Horn HTM 10.27

Die Außenfläche des fertigen Gehäuses wird mit Kunstleder beklebt, damit die Box beim Transport nicht beschädigt wird. Zum Schutz und zur Entschärfung der Ecken werden zusätzliche stabile Metallecken montiert.

Werden Rollen angebracht, sollte man hier an ein paar Mark nicht sparen und wirklich stabile Rollen verwenden, die nach einem harten Aufsetzen nicht gleich defekt sind. Der Transport des Gehäuses wird durch versenkt angebrachte Griffe wesentlich erleichtert.

Beispiel für Lead- und Rhythmus-Gitarrenbox

Solche Lautsprecherboxen müssen in der Lage sein, ein Frequenzspektrum von etwa 60...4000 Hz mit gutem Wirkungsgrad wiederzugeben. Absolut linearer Frequenzgang ist hier nicht erwünscht. Eine Anhebung des Pegels

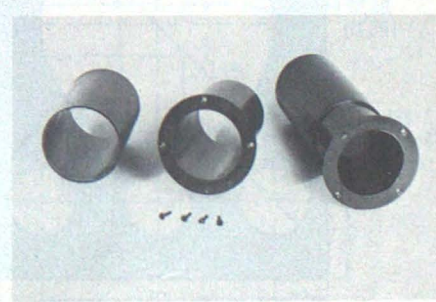


Bild 3. Variables Baßreflexrohr, Typ BR 13.25. Es ermöglicht bei selbstgebauten Boxen auch die Klangeinstellung nach Gehör, ohne aufwendige Meßmittel

(Alle Fotos: Visaton)

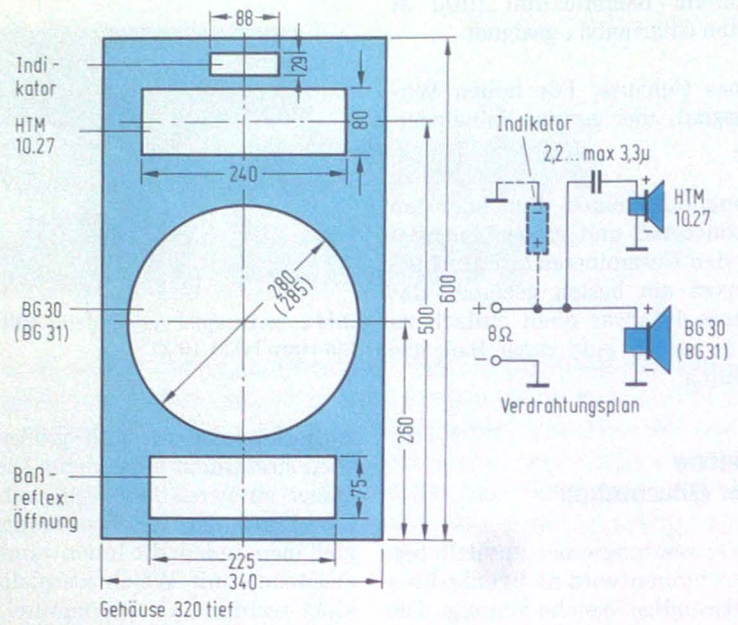


Bild 4. Beispiel für eine 100-W-Gitarrenbox, die Maße sind nur als Anhaltspunkt anzusehen, Abweichungen sind zulässig, wenn das Volumen nicht wesentlich verkleinert wird

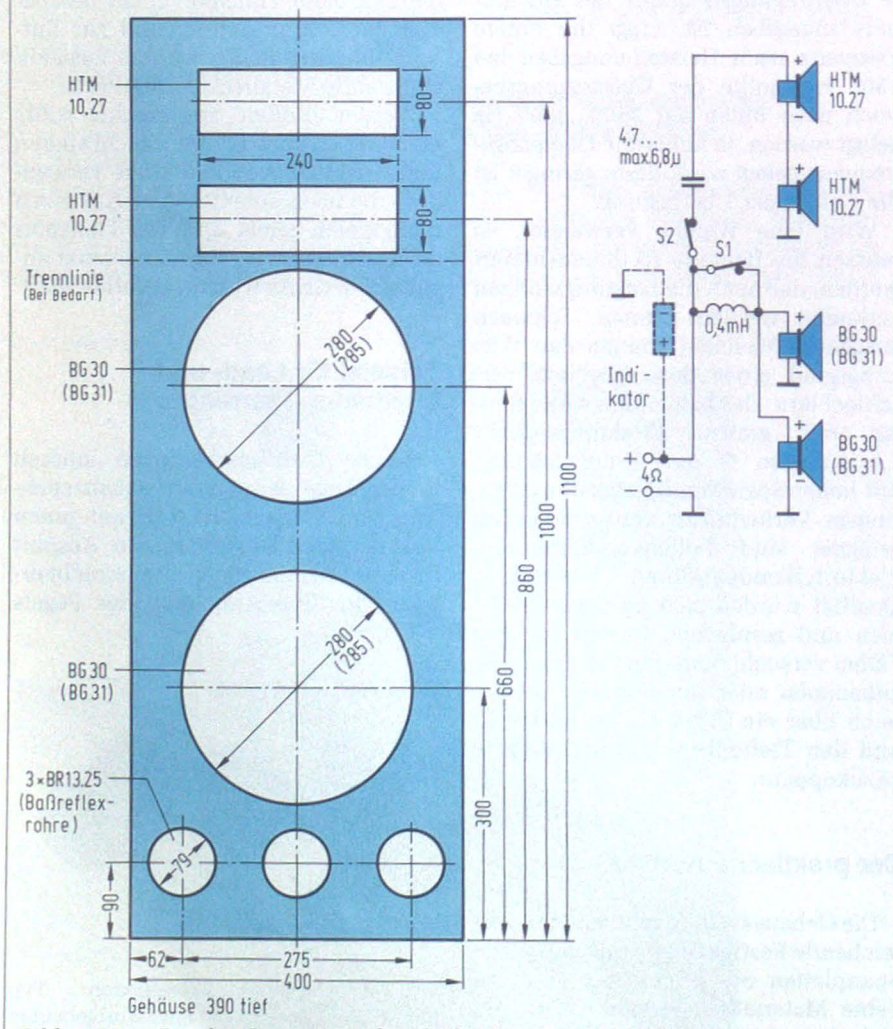


Bild 5. Diese Box für Gitarren-Wiedergabe kann mit 200 W belastet werden, auch hier können die Außenmaße noch variiert werden

bei 800...4000 Hz bringt erst den gewünschten Sound. Die Musik erscheint präsenter. Praktische Ausführungen von Instrumenten-Boxen zeigen die *Bilder 4* und 5. Die Belastbarkeit der Box in Bild 4 liegt bei 100 W und bei der großen Box von Bild 5 über 200 W. Ein umschaltbarer Indikator (Anzeiger) kann eingebaut werden, er erleichtert die Kontrolle der gefahrenen Leistung.

Die Drossel in der großen Box kann je nach gewünschtem Klangbild auch fortgelassen werden. Bei Einsatz des Schalters S1, der die Drossel überbrückt, kann der Klang variiert werden. Auch der Hornlautsprecher sollte abschaltbar sein, um mehr Klangvariationen zu erhalten.

Das Gehäuse läßt sich auch als Bausteinsystem aufbauen. Durch Abtrennen des Mittelhochtonbereiches (gestrichelte Linie) werden die Boxen handlicher. Die Kabelverbindung wird durch zusätzlich an die Rückseite montierte Kabelklemmen ermöglicht.

Zur Dämpfung des Gehäuses sollte man die Wände, wie beschrieben, mit Weichfaserplatten bekleben. Diese bedämpfen nur die Gehäuseresonanz, nicht aber die Schallwellen im Gehäuse. Auf die Weichfaserplatten kommt das Dämpfungsmaterial. Als Zuleitung von der Klemme zu den Lautsprechern ausreichend dicke Litze von 2,5 mm^2 verwenden. Die Kabel im Innenraum gut befestigen, da sonst bei hohem Pegel Fremdgeräusche auftreten. Aus gleichem Grund auch sämtliche anderen Bauteile sorgfältig befestigen.

Selbstverständlich kann man eine Musikerbox auch mit mehreren Endstufen über eine elektronische Weiche aktiv ansteuern. Hier hat man sogar noch den großen Vorteil, den Schalldruck der einzelnen Systeme und damit den Klang ganz individuell einzustellen.

Stichworte zum Inhalt

Nf-Nennleistung, Dynamikbereich, Hochtonbereich, Schalldruck, Wirkungsgrad von Lautsprecherboxen, Lautsprechersysteme, Baßwiedergabe, Lautsprecherweiche.

Dipl.-Ing. (FH) Klaus-Günter Schultz

Akustische Gitarre richtig verstärkt

In vielen Fällen müssen Musiker ihre akustischen Instrumente verstärken, wobei sich in manchen Fällen die Tonaufnahme über Kontaktabnehmer anbietet. Hier ist nun eine leicht verständliche Bauanleitung für den dazu notwendigen Vorverstärker, der billig und gut zugleich ist.

Soll ein akustisches Saiteninstrument (klassische Gitarre, Westerngitarre, Violine usw.) verstärkt werden, so erhält man die beste Klangqualität bei Aufnahme über ein Mikrofon und Wiedergabe über die PA- („Public-Adress"-Anlage, Saalanlage für das Publikum) bzw. über die Gesangsanlage.

Mikrofonübertragung oft problematisch

In kleinen Räumlichkeiten – wie z. B. Kleinkunstbühnen – ergeben sich jedoch leicht Rückkopplungsprobleme, da hier die wiedergebenden Lautsprecherboxen sehr nahe bei den Musikern aufgestellt sind. Der für das gesamte Klangbild der Gruppe erforderliche Schalldruck ist deshalb nicht immer zu erreichen, was besonders bei von Natur aus leisen Instrumenten (gezupfte Gitarre) gilt.

Eine weitere Schwierigkeit liegt in den Pegelschwankungen, die immer dann auftreten, wenn der Musiker keinen konstanten Abstand zum Mikrofon hält. Kommt er in seinen Bewegungen mit der Gitarre gegen das Mikrofon, so kracht es meist ganz fürchterlich aus den Lautsprechern.

Alternative: der Kontaktabnehmer

Eine weitere Möglichkeit der Tonaufnahme bietet der Piezo-Kontaktabnehmer, wie ihn beispielsweise Barcus Berry herstellt. Er wird mit einer knetähnlichen Masse auf den Steg des Instruments geklebt (*Bild 1*). Weitere Befestigungsmöglichkeiten finden sich in [1] auf den Seiten 52...54. Das Klangbild ist – verglichen mit vielen anderen auf dem Markt erhältlichen Tonabnehmern für akustische Instrumente – als angenehm und ausgeglichen zu bezeichnen.

Nachteilig sind die sehr geringe Signalspannung und der erforderliche hohe Eingangswiderstand des angeschlossenen Verstärkers, der zudem aufgrund des kapazitiven Innenwiderstandes des Tonabnehmers nur eine geringe Kapazität aufweisen darf. Somit erweisen sich die üblichen Eingangskanäle der Mischpulte als unbrauchbar: Man muß den Volumensteller weit aufdrehen, was sich mit hohem Rauschen äußert, und wegen der meist zu geringen Eingangswiderstände (2...50 kΩ) werden die Tiefen beschnitten (Hochpaßwirkung).

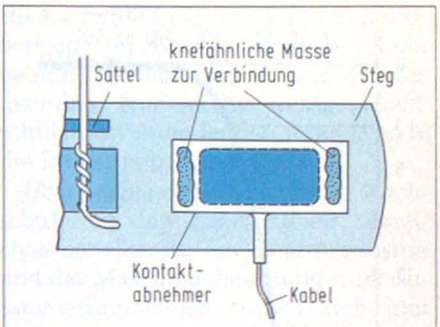


Bild 1. Der Kontakttonabnehmer wird am besten unter sparsamer Verwendung der mitgelieferten knetähnlichen Masse auf dem Steg befestigt

Ein geeigneter Vorverstärker

Abhilfe schaffen hier spezielle Vorverstärker, wie sie natürlich im Handel erhältlich sind. Billiger jedoch ist der Selbstbau eines derartigen Verstärkers. Der folgende Vorschlag dürfte an Bauteilen nicht über 25 DM kosten, und ein Hochpaßfilter, welches Frequenzen unter ca. 80 Hz dämpft und somit für hohe Sicherheit gegen Klopf- und Griffgeräusche sowie gegen die am Eingang liegende Brummspannung bietet, ist zusätzlich noch im Preis inbegriffen.

Die Schaltung nach *Bild 2* ist so einfach wie möglich ausgeführt. Der FET sorgt mit dem Gate-Widerstand von 470 kΩ für eine geringe Belastung des Tonabnehmers und bietet eine sehr gute Rauschanpassung. Ein Eingangskondensator ist nicht erforderlich, da der Tonabnehmer kapazitiv arbeitet. Die Verstärkung ist 10fach (entsprechend 20 dB) gewählt. Die Lage des Arbeitspunktes ist unkritisch, da die Aus-

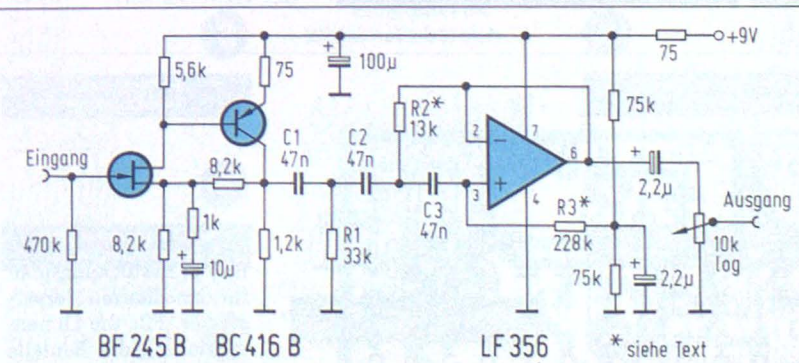


Bild 2. Der Vorverstärker ist rauscharm und unterdrückt tieffrequente Störungen. Die mit einem Stern gekennzeichneten Widerstandswerte werden durch Reihenschaltung erreicht

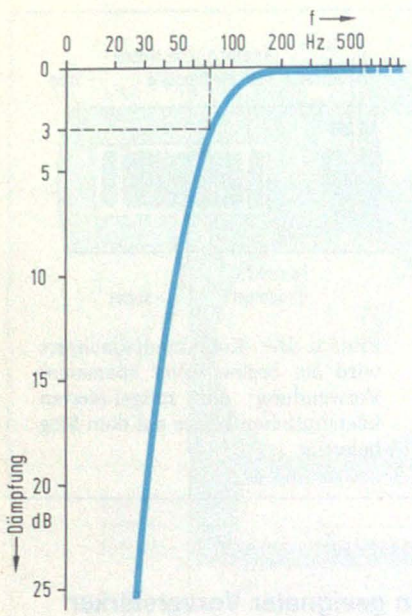


Bild 3. Übertragungscharakteristik des Filters bei der angegebenen Dimensionierung

gangsspannung selbst bei lautem Spiel auf der Westerngitarre einen Spitzenwert von 4 V nicht übersteigt.

Das Hochpaßfilter – beginnend bei C1 – ist mit Hilfe der in [2] angegebenen Berechnungsgrundlagen für einen Hochpaß 3. Ordnung mit EMK (Einfach-Mitkopplung) abgeleitet worden. Für die frequenzbestimmenden Bauteile C1...C3 = C und R1...R3 genügen Toleranzen von ±5 %. Zum leichteren Berechnen wurden die maßgebenden Gleichungen aus [2] in die praktikabelste Form überführt. Bei gegebenem C folgen:

$$R1 \approx \frac{0{,}72}{2 \cdot \pi \cdot f_g \cdot C}$$

$$R2 \approx 0{,}39 \cdot R1$$
$$R3 \approx 6{,}9 \cdot R1$$

Für eine Grenzfrequenz f_g von etwa 70 Hz (–3 dB) und bei C = 47 nF ergeben sich R1 zu 34,85 kΩ ≈ 33 kΩ, R2 ≈ 13 kΩ (12 kΩ + 1 kΩ) und R3 ≈ 228 kΩ (220 kΩ + 8,2 kΩ). Falls f_g möglichst genau und bei geringer Welligkeit der Filtercharakteristik eingehalten werden soll, ist auch R1 aus zwei Widerständen zusammenzusetzen. f_g ist für das jeweilige Instrument immer so festzulegen, daß der Tonumfang nicht hörbar beschnitten wird. *Bild 3* verdeutlicht die Wirkung.

Leichter Aufbau

Die Schaltung kann problemlos aufgebaut werden (*Bild 4*). Sie sollte in einem nicht zu leichten Blechgehäuse untergebracht sein. Eine Stereo-Klinkenbuchse mit Schalter im Eingang dient gleichzeitig als Einschalter für die 9-V-Batterie: Der Anschluß für den rechten Kanal wird mit dem Minus-Pol der Batterie verbunden, und der eingesteckte Klinkenstecker legt ihn an Masse. – Das ausreichend niederohmige Potentiometer wird zur Oberseite des Gehäuses hin befestigt. Es sollte mit einem in jeder Stellung gut ablesbaren Knopf versehen werden, der sich eventuell auch mit dem Fuß drehen läßt (Gummiumrandung o. ä.).

Literatur

[1] *Lemme, H.:* Elektro-Gitarren-Elektronik, Teil 1. Frech-Verlag, Stuttgart, 1977.

[2] *Schulze, J.:* Aktive RC-Filter 3. Ordnung; 2. Teil. ELEKTRONIK-Arbeitsblatt Nr. 144. ELEKTRONIK 1981, H. 18, S. 109...112.

Stichworte zum Inhalt

PA-Anlage, Schalldruck, Mikrofonaufnahmen, Kontaktabnehmer, Tonabnehmer, Hochpaß 3. Ordnung.

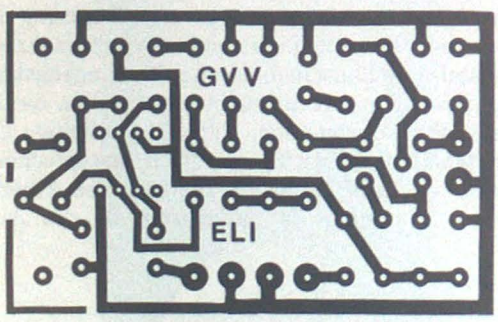


Bild 4. Layout für die Platine des Vorverstärkers

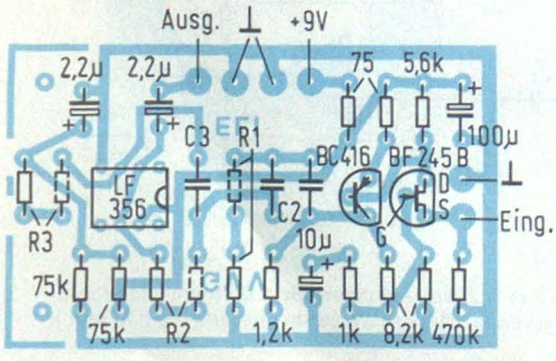


Bild 5. Bestückungsplan für den Gitarren-Vorverstärker. Für die Dimensionierung der Bauteile C1...C3 und R1...R3 bitte die Hinweise im Text beachten

Wohin mit dem verbrauchten Ätzmittel?

Jeder, der seine Platinen selbst herstellt, kennt das Problem: wohin mit den verbrauchten Ätzmitteln? In den entsprechenden Büchern für den Hobbyelektroniker wird dieses Thema gern umgangen oder mit dem Hinweis abgetan, daß es dafür bestimmte gesetzliche Bestimmungen gäbe.

Zunächst einmal sollten verbrauchte Ätzmittel an Orten aufbewahrt werden, die für Kinder unzugänglich sind. Die Behälter sind unbedingt (schon im eigenen Interesse) zu kennzeichnen. Die Aufbewahrung in Getränkeflaschen ist auf jeden Fall nicht ratsam, man sollte die Verwechslungsgefahr nicht unterschätzen. In Chemikalienhandlungen gibt es geeignete Aufbewahrungsbehälter schon recht preiswert.

Verwendet man als Ätzmittel Ätznatron, so kann man ohne schlechtes Gewissen seine Reste (in bei Hobbyelektronikern üblichen Mengen) mit viel Wasser in den Ausguß spülen; Ätznatron ist z. B. auch in den „Rohrfreimachern" enthalten. Ebenso kann man mit Eisen-III-Chlorid verfahren. Auf jeden Fall muß die Verdünnung ausreichend hoch sein. Ta.

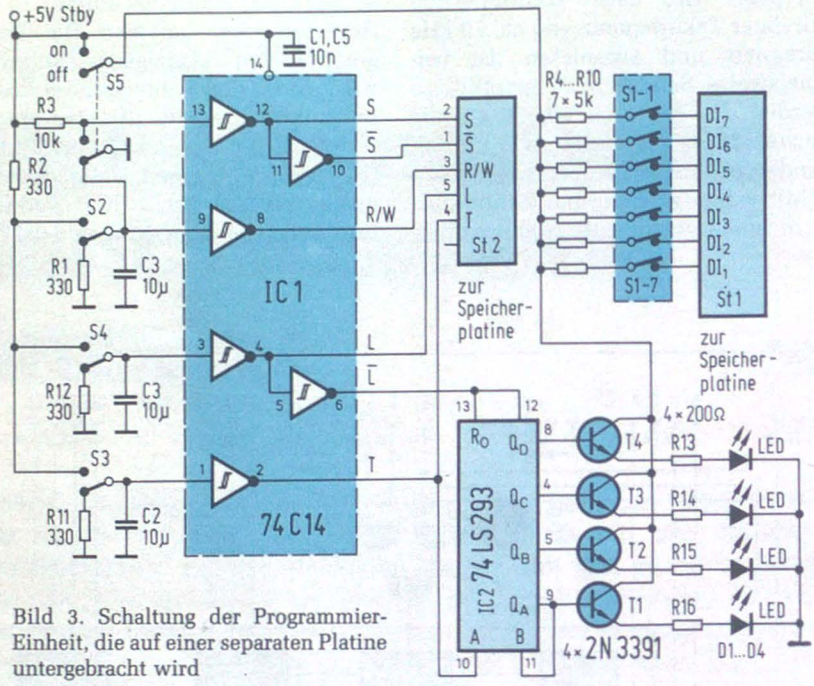


Bild 3. Schaltung der Programmier-Einheit, die auf einer separaten Platine untergebracht wird

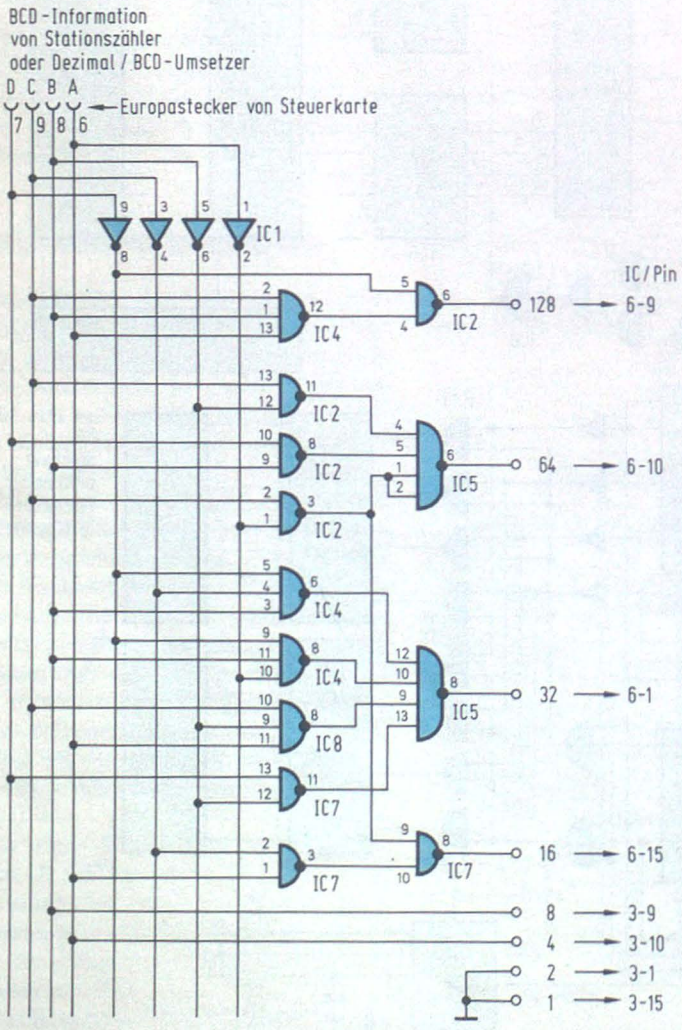


Bild 4. Dieser Adressencodierer ist ein statisches Logiknetzwerk. Es dient bei dem Ringzähler zum Abruf der einzelnen Sender

den LOAD-Eingang des Adressenzählers.

Der bereits erwähnte Adressencodierer ist ein rein statisches Logiknetzwerk (*Bild 4*). Er ist speziell für die Verwendung eines Ringzählers für den Abruf der einzelnen Sender konstruiert, d. h. er wandelt die 4-Bit-BCD-Information des Stationszählers in die entsprechenden Anfangsadressen 0, 20, 40 bis 220 für die Sendernamenspeicher-RAMs um. Bei Verwendung von oder Adaption an Stationstasten, also je eine pro Sender, muß der damit gegebene Dezimalcode in einen BCD-Code umgesetzt werden (siehe *Bild 5*).

Ein Taktgenerator, bestehend aus einem Timer vom Typ 555 (IC 10), erzeugt einen Takt von etwa 20 kHz bei einem Tastverhältnis von ca. 1 : 10 (10 % Low, 90 % High). Der Takt synchronisiert das Flipflop IC 11 und den Ladevorgang der Anfangsadresse in den Adressenzähler (IC 3, IC 6). Das invertierte Signal ist Zählimpuls für die Adressenzähler (IC 3, IC 6) und für den Demultiplexzähler (IC 12). Ferner steuert das invertierte Taktsignal den OD-Eingang (Output Disable) des Speichers (IC 18, IC 19) an. Dies bewirkt ein Sperren der Speicherausgänge während jeder Speicheradressen-Änderung. Dadurch wird ein Flimmern des Displays vermieden.

(*Fortsetzung folgt*)

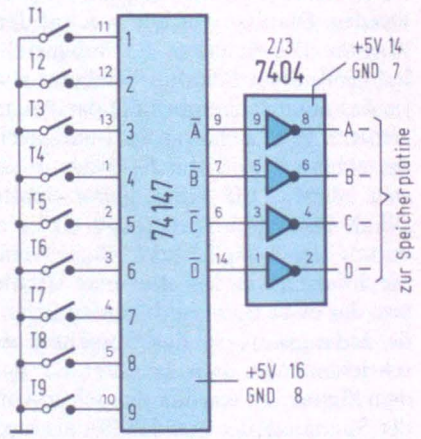


Bild 5. Einfacher Dezimal/BCD-Decoder für maximal neun Stationen, mehr werden meist nicht geboten. Die Schalter T1...T9 müssen mit der jeweiligen Stationstaste gekoppelt sein

Hans Dietrich Mayer

Ein Experimentier-plattensystem

Bei der Entwicklung des Experimentierplattensystems XP 101 von Hirschmann wurde dem Entwickler auf die Finger gesehen. Gerade die Arbeit dieser Finger benötigt beim Schaltungsaufbau den größten Zeitanteil mit der Herstellung von Verbindungen zwischen den einzelnen Bauelementen. Für Steckverbinder-Experten ergab sich daraus die Aufgabenstellung, ein universelles Arbeitsmittel zu schaffen für den schnellen, lötfreien, kontaktsicheren und übersichtlichen Aufbau von Schaltungen der Elektronik

Studien mit verschiedenen Systemen zeigten den Weg auf, wie eine praxisgerechte Experimentierplatte für die Elektronik aufgebaut sein müsse. Der vorgesehene Anwendungsbereich war dabei vom professionellen Elektroniklabor über Schule und Ausbildung bis hin zum Selbststudium und dem ernsthaften Hobby-Entwickler.

Die Experimentierplatte (*Bild 1*) besteht aus 282 voneinander isolierten Stützpunkten, die jeweils aus vier Kontaktbuchsen bestehen. Es entstehen dadurch 1128 Kontaktstellen, in denen ein Verbindungskabel oder ein Bauelement zuverlässig kontaktiert werden kann. Die elektrisch zusammengehörigen Kontaktstellen, jeweils vier in einer Reihe, sind durch entsprechend aufgedruckte Linien auf der Oberfläche des Gehäuses gekennzeichnet und darüber hinaus in verschiedenfarbige Felder eingeteilt, so daß dem Entwickler stets ein übersichtliches Bild der Kontaktierungsmöglichkeiten vor Augen liegt. Eine Bezeichnung der Kontaktfelder A bis F und der Kontaktreihen 1 bis 47 gestattet es darüber hinaus, jeden einzelnen Stützpunkt genau zu definieren (für Schaltungsbeschreibungen oder für die Übertragung auf andere Schaltungsträger).

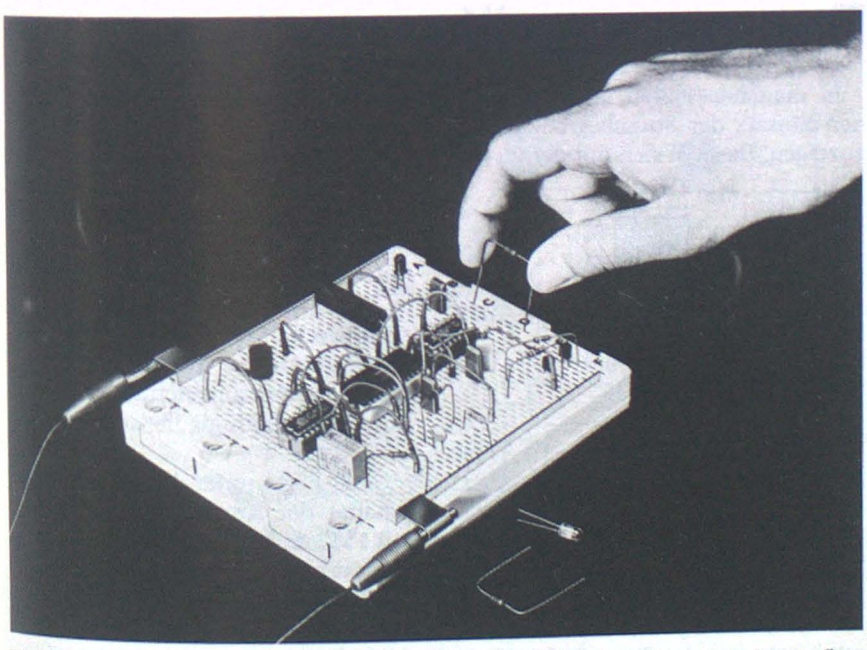


Bild 1. Insgesamt 1128 Kontaktstellen pro Experimentierplatte erlauben auch den Aufbau umfangreicherer Schaltungen

Vom Entwurf zum Aufbau

Bei Entwicklungsarbeiten kann das meist im Stromlauf aufgezeichnete Schaltbild direkt auf der Experimentierplatte aufgebaut werden. Ein im Zubehör enthaltenes Entwurfsblatt ermöglicht auch einen Vorentwurf, wenn der eigentliche Schaltungsaufbau entweder von einer Hilfskraft durchgeführt werden soll oder ein direkter Aufbau zu komplex ist. Eine abgeschlossene Schaltungsentwicklung kann mit Hilfe des Entwurfsblattes dokumentiert werden.

Unter der Oberfläche der Experimentierplatte und ihren 1128 Kontaktierungslöchern befinden sich die Kontaktfedersätze aus Kupferberylliumbronze. Je 2 Stück der Vierfach-Blattfedern (*Bild 2*) werden so gegeneinandergelegt, daß vier Kelchfedern entstehen, die zwar elektrisch verbunden, jedoch mechanisch unabhängig voneinander wirksam sind. Die Form der Kontaktzungen gestattet eine weiche Einführung von Anschlußdrähten von 0,4 mm bis 1,2 mm Durchmesser bei gleichzeitig hohem Kontaktdruck von 1 N (100 p).

Die Kontaktkraft verändert sich auch bei mehr als 5000 Steckvorgängen je Kontaktstelle praktisch nicht. Die Kontakte sind in einem versetzten 2,5-mm-Raster angeordnet, das durch seine Anlehnung an die Technik der gedruckten Schaltungen gut zu den dafür üblichen Bauelemente paßt. Das versetzte Raster hat außerdem den Vorzug, daß auch bei großer Packungsdichte der Bauelemente und Verbindungsleitungen die Zugänglichkeit für die Fingerspitzen bestehen bleibt.

Die physikalischen Grenzbelastungen

Der große Temperaturanwendungsbereich (siehe *Tabelle*) der Experimentierplatte wird durch den Kunststoff Polykarbonat erreicht. Es ist ohne weiteres möglich, Schaltungsaufbauten im Klimaschrank zu erproben.

Polkämme gestatten übrigens die gleichzeitige Kontaktierung von je 23 Stützpunkten, etwa zur Herstellung von Versorgungspotentialen. Jeder Polkamm hat an einem Ende eine 4-mm-

Buchse. Es gibt weiterhin Verbindungskabel in Längen von 40 und 150 mm mit 1-mm-Stecker an beiden Seiten. Verbindungsstecker (mit 3,5 mm und 5 mm Stiftabstand) ermöglichen es, in Reihe oder nebeneinander liegende Stützpunkte zusammenzuschalten.

Integrierte Schaltungen im Dual-in-line-Gehäuse oder im runden Gehäuse werden über Zwischenfassungen auf die Experimentierplatte gesteckt. Die Verbindung der Experimentierplatte zu peripheren Geräten ist sowohl über die am linken Rand angebrachte 4-mm-Buchsen mit jeweils vier Kontaktpunkten als auch über Verbindungskabel mit je einem 4-mm- und 1-mm-Stecker an jedem Ende möglich. Wenn die Zuschaltung weiterer Experimentierplatten notwendig ist, so können diese mit Hilfe der außen angebrachten Schwalbenschwanzführungen zu größeren Einheiten verbunden werden. Für größere und schwerere Bauelemente wie Potentiometer, Übertrager, Schalter, Halbleiter mit Kühlblechen usw. ist ein Befestigungsblech vorgesehen, das an der dem Experimentator abgewandten Oberseite mit zwei 4-mm-Schrauben befestigt wird.

Praktische Erfahrungen

Experimentierplatten haben sich in den Elektronik-Laboratorien gut eingeführt, auch wenn seriöse Techniker anfangs zauderten, den vertrauten „Drahtverhau" aufzugeben. Durch das lötfreie Experimentieren werden Halbleiter-Bauelemente geschützt.

Anwendungen im Nf-Bereich bis 30 kHz werfen keine besonderen Probleme auf. Für versierte Entwickler ist es unter Berücksichtigung der Daten der Experimentierplatte möglich, auch in wesentlich höheren (bis zu 600 kHz) Frequenzbereichen zu arbeiten. Im Anwendungsbereich Schule und Ausbildung zeigt die Experimentierplatte gegenüber anderen Baukastensystemen, insbesondere in Modultechnik, den Vorzug, daß die Bauelemente im Original eingesetzt werden. Gerade im Lehr- und Lernbereich ist die Kontaktsicherheit von Bedeutung, da der Lernende sich darauf verlassen kann, daß mögliche Fehlfunktionen einer Schaltung mit Sicherheit nicht durch mangelnde Kontaktgabe entstehen.

Für eine lange und zuverlässige Funktion der Experimentierplatte sei der Hinweis gegeben, daß auf und über der Experimentierplatte nicht gelötet werden sollte. Es ist bei aller Sorgfalt nicht zu vermeiden, daß bei solchen Arbeiten Zinnspritzer und -kügelchen wie auch Kolophoniumtröpfchen in die Kontaktierunglöcher geraten und die Funktion der Kontaktfedern behindern. Die Experimentierplatte als Haltevorrichtung zu verwenden ist zwar bequem, beeinträchtigt aber deren Zuverlässigkeit.

Tabelle: Grenzdaten des XP101

Maximaler Dauerstrom über einem Kontaktpunkt	5 A
Überschlagsspannung zwischen zwei Stützpunkten	> 2 kV
Betriebsspannung gemäß VDE 0100	< 65 V
Isolationswiderstand	$> 10^{12}\ \Omega$
Durchgangswiderstand je Kontaktpunkt	< 25 mΩ
Kapazität zwischen zwei Stützpunkten	< 5 pF
Temperaturbereich	−40° C...+100° C

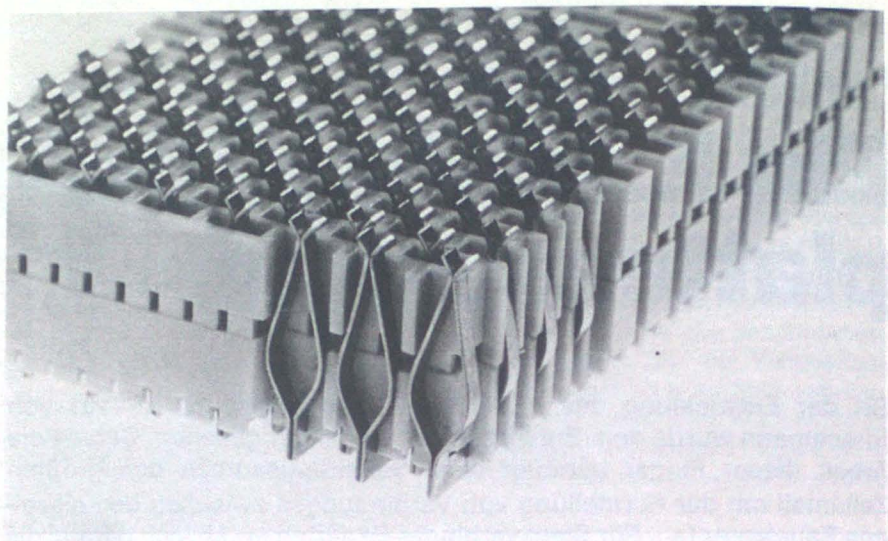
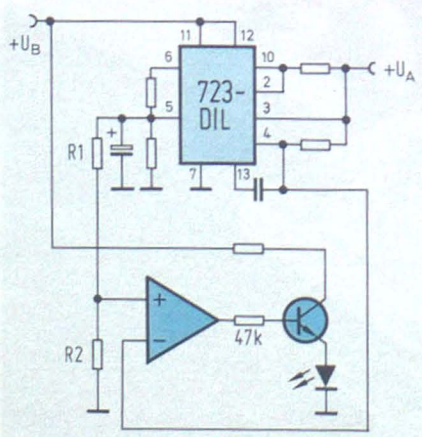


Bild 2. Die Kontaktfedersätze aus Berylliumbronze sind für lange Lebensdauer ausgelegt

Spannungsregler 723:

Begrenzungsüberwachung

In manchen Fällen ist es sinnvoll, den Einsatz der Strombegrenzung anzuzeigen. Das läßt sich mit der im *Bild* gezeigten Schaltung sehr einfach realisieren.



Zur Überwachung des Begrenzungs-Einsatzes kann von den Pins 4 und 5 des 723 ein Komparator angesteuert werden

Im Normalbetrieb liegen die Eingänge an den Pins 4 und 5 auf gleichem Potential. Im Begrenzungsfall sinkt die Spannung an Pin 4. Das wird ausgenutzt, um den Operationsverstärker (z. B. 741) anzusteuern, der als Komparator geschaltet ist. Um einen sicheren Low-Zustand zu gewährleisten, wird die Spannung am nichtinvertierenden Eingang geringfügig heruntergeteilt.

Sinkt Pin 4 unter diese Schwelle, so schaltet der Komparator. Werden R1 mit 1 kΩ und R2 mit 100 kΩ eingesetzt, dann erhält man eine Anzeige bei 1 % Spannungsrückgang. Die Schaltung ist bei jeder beliebigen Ausgangsspannung des 723 anwendbar.

Ulrich Engelke

Dieter Buttkus

Ein vielseitiges Hf-Prüfgerät

Der Trend vom selbstgebauten zum „selbstgekauften" Gerät ist im Hochfrequenzbereich unverkennbar, denn neben dem erforderlichen Grundwissen, sind Sorgfalt und ein Mindestmaß an Meß- und Prüfgeräten erforderlich, um zu positiven Ergebnissen zu kommen. Ein Hf-Prüfgenerator ist wohl unerläßlich, seine Einsatzmöglichkeiten sind jedoch beschränkt. Erst durch eine Reihe von Zusatzeinrichtungen kann er sinnvoll eingesetzt werden. Die hier beschriebene einfache Schaltung soll helfen, Prüfsender (und Frequenzzähler) vielfältig zu nutzen und eine Anregung für Amateure sein, sich vielleicht doch wieder etwas mehr der Konstruktion und dem Bau von Hf-Geräten zu widmen.

Kernstück der Schaltung ist eine einfache Demodulatorschaltung mit der Diode AA 119. Ihr Ausgang kann mit dem Schalter S1 entweder galvanisch oder kapazitiv an den integrierten Kleinleistungsverstärker LM 380 angekoppelt werden (*Bild 1*). Nach Verstärkung können am Ausgang L Wechselspannungssignale mit Kopfhörer oder Lautsprecher abgehört werden. Bei direkter Kopplung arbeitet der LM 380 als Gleichspannungsverstärker.

Ein Meßgerät in einer Brückenschaltung mit P2 zeigt Änderungen der Mittenspannung des ICs an. In einer dritten Schaltstellung von S1 schließlich wird der Ausgang des Demodulators mit einem Schwingkreis abgeschlossen. Die Diode arbeitet nun als Mischer. Die Differenzfrequenz zweier Eingangssignale wird von dem Schwingkreis als „Zwischenfrequenz" ausgesiebt.

Ein üblicher Miniatur-Zf-Einzelkreis für 455 kHz (Kreiskapazität 220 pF, Kennfarbe beliebig) bildet zusammen mit dem Glättungskondensator von 6,8 nF einen Kreis, dessen Resonanzfrequenz auf ca. 80 kHz heruntergezogen ist. Der Verstärker LM380 hat eine Bandbreite von über 100 kHz. Eine Frequenz von 80 kHz wird also noch verarbeitet und kann über die Ausgangsbuchsen einem Oszilloskop zugeführt werden.

Der Eingang A des Demodulators ist über die Anschlüsse 1 und 2 zugänglich. Zugleich liegt er aber auch am Kollektor einer Verstärkerstufe in Basisschaltung, deren niederohmiger Eingang B zu einer BNC-Buchse führt.

Dieser Verstärker besitzt eine Strom- und Spannungsgegenkopplung. Damit wird der Arbeitspunkt, der mit P1 einstellbar ist, von der Beschaltung des Kollektorkreises genügend unabhängig und braucht nicht nachgestellt zu werden. Wilde Schwingungen werden durch Ferritperlen in der Basis- und Kollektorleitung des Transistors sowie durch den 15 pF Kondensator parallel zum Emitterwiderstand verhindert. Der Kollektorkreis des Verstärkers wird entweder durch eine Koppelspule von einigen Windungen, oder durch kleine aufsteckbare Printplatten (A bis E) gebildet, die entsprechend der jeweiligen Anwendung leicht ausgewechselt werden können.

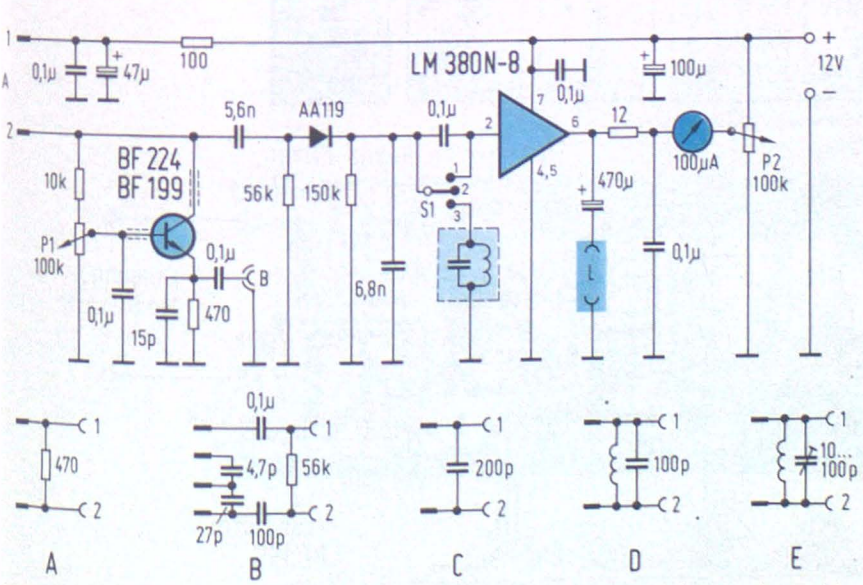


Bild 1. Die Schaltung des Hf-Prüfgeräts ist recht einfach. Es kann vielseitig eingesetzt werden, erfordert aber ein wenig Erfahrung beim Anwender

Der Aufbau ist unkritisch

Der Aufbau erfolgt zweckmäßig auf einer Print- oder Lochrasterplatte. Das Gehäuse kann aus Plastik oder Metall bestehen. Wichtig ist, daß die Eingänge A und B räumlich getrennt voneinander angeordnet werden, da sonst Schwingneigung besteht. Im Mustergerät führt Eingang A zu Lötnägeln, auf welche die Prints A bis E aufgesteckt werden können (*Bild 2*).

Das Meßgerät benötigt keine besondere Eichung, da es nur als Indikator verwendet wird. Instrumente bis ca. 1 mA Endausschlag sind geeignet. Das Brückenpotentiometer muß entsprechend dimensioniert werden. Für P2 gilt:

$$R = \frac{U_B}{I_{max}}$$

Es wird der nächst kleinere Normwert eingesetzt. Durch einen Vorwiderstand vor dem Instrument kann der Endausschlag so eingestellt werden, daß er kurz vor der Aussteuerungsgrenze des LM 380 liegt. (Dieser Widerstand ist in der Schaltung nicht eingezeichnet, bei der angegebenen Dimensionierung ist er überflüssig.) Das Meßgerät ist dadurch gegen Überlastung geschützt.

Der Schalter S1 ist ein einpoliger Umschalter mit Mittelstellung.

Der Abgleich des fertigen Gerätes ist einfach. Vor dem Anlegen der Betriebsspannung von ca. 12 V wird der Schleifer von P1 nach Masse gedreht, P2 wird in Mittelstellung gebracht. Nach dem Einschalten wird mit P2 der Nullpunkt des Instrumentes eingestellt. Nun wird Steckprint B aufgesetzt und mit einem hochohmigen Voltmeter die Spannung von Anschluß 2 des A-Einganges nach Masse gemessen. Wird P1 langsam verdreht, so sinkt die Spannung wegen des einsetzenden Kollektorstromes. Man stellt die Spannung auf ¼ der Betriebsspannung ein, dies ist ein guter Kompromiß für alle vorkommenden Betriebszustände des Transistors.

Die Anwendung des Gerätes

Hf-Indikator

Für Abgleicharbeiten an Sendern oder Antennen benötigt man einen Hf-Indikator, bei dem im allgemeinen eine Relativmessung ausreicht. Schalter S1 steht hierzu in Stellung 1. Eingang A ist mittelohmig. Schon eine Eingangsspannung von ca. 100 mV bewirkt Endausschlag des Anzeigeinstrumentes. Die Bandbreite reicht von ca. 10 kHz bis über 150 MHz. Die Ankopplung kann direkt oder über eine Koppelspule von einigen Windungen erfolgen. Die direkte Ankopplung ist nur in Ausnahmefällen zu empfehlen, erhebliche Fehler durch Verstimmung und Belastung sind meist die Folge.

Eingang B ist niederohmig und zum Anschluß von Koaxialkabeln geeignet. Auf Anschluß A wird die Steckplatine A mit 470 Ω gesteckt, der Kollektorkreis des Transistors wird dadurch geschlossen. Endausschlag des Instrumentes wird jetzt schon bei ca. 10 mV erreicht, die Bandbreite beträgt jetzt noch gut 30 MHz. Für größere Bandbreiten, bis in den VHF-Bereich hin-

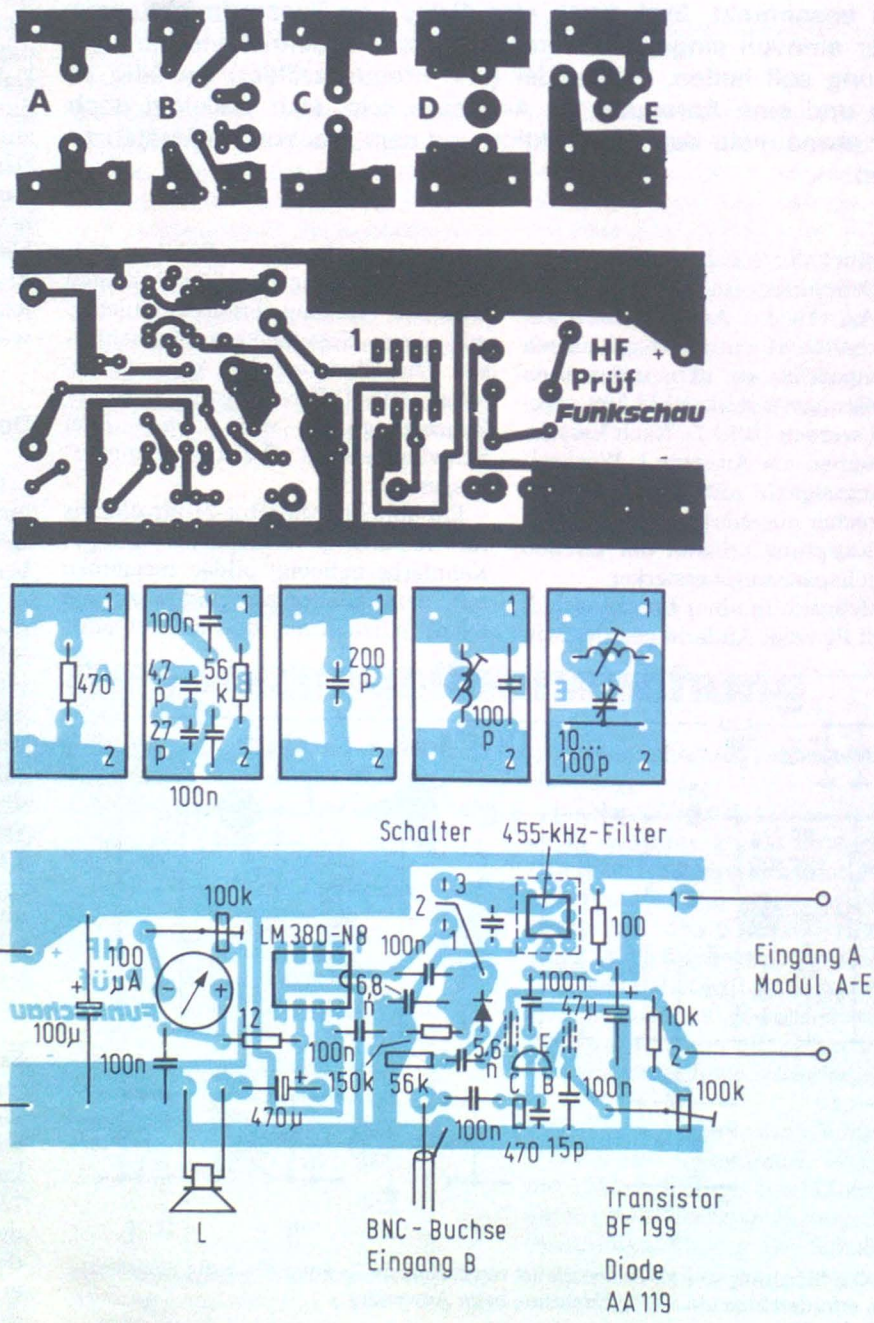


Bild 2. Die Schaltung kann wahlweise in ein Metall- oder Plastikgehäuse eingebaut werden. Einfache Lötnägel dienten beim Mustergerät zum Aufstecken der verschiedenen Prints. Je nach verwendetem Zf-Kreis kann es erforderlich sein, den Printentwurf geringfügig abzuändern

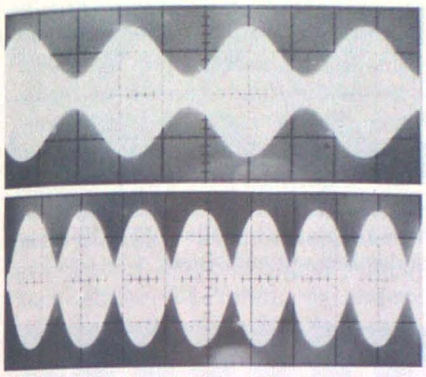


Bild 3. Selbst Signale im 145-MHz-Amateurband lassen sich durch die Frequenzumsetzung am Oszilloskop analysieren; hier ein SSB-Sender-Signal, Zweiton-Test (Fotos: Gerhard Hüttner)

ein, muß der Kollektorwiderstand auf dem Steckprint auf 100 Ω verkleinert werden. Die Empfindlichkeit sinkt entsprechend.

Ist die nachzuweisende Hf-Spannung in ihrer Frequenz bekannt, so wird ein Steckprint des Typs E eingesetzt. Der Schwingkreis wird auf die Meßfrequenz abgestimmt. Je nach dem L/C-Verhältnis und der Güte des Kreises, beträgt die Empfindlichkeit jetzt ca. 1 mV für Endausschlag.

Eine Antenne mit niedrigem Fußpunktwiderstand kann über ein Koaxialkabel direkt angeschlossen werden. Bei größerer Kabellänge sollten ungeradzahlige Vielfache von $\frac{\lambda}{4}$ elektrischer Länge vermieden werden, unvermeidliche Fehlanpassungen machen sich dann nicht so stark bemerkbar. Selbst mit kleinen Sendern sind so Feldstärkemessungen über Hunderte von Metern möglich. Mit P1 kann die Empfindlichkeit notfalls verringert werden.

Modulationsmonitor

Amplitudenmodulierte Signale können am Ausgang L mit Kopfhörer oder Lautsprecher abgehört werden. Schalter S1 wird hierzu in Stellung 2 gebracht.

Auch SSB-Sendungen können demoduliert werden, wenn zusätzlich der Prüfgenerator am noch freien zweiten Eingang eingekoppelt wird. Er wird genau auf die Sendefrequenz abgestimmt. Dabei muß das SSB-Signal sehr viel schwächer als das Prüfsendersignal sein, da sonst starke nichtlineare Verzerrungen auftreten.

Resonanzmeter

Bei dieser Anwendung soll die Resonanzfrequenz von Schwingkreisen festgestellt werden. Hierzu ist ein Prüfsender mit möglichst genauer Frequenzanzeige (Zähler anschließen!) und veränderlicher Ausgangsspannung erforderlich. Der Prüfsender speist Eingang B. Schwingkreise mit großen Kreiskapazitäten können direkt an Eingang A angeschlossen werden. Im Resonanzfall ist der Ausschlag des Instrumentes am größten.

Um Fehlmessungen durch Oberwellen des Prüfgenerators zu vermeiden, muß die Resonanzstelle grundsätzlich mit *sinkender* Frequenz gesucht werden.

Bei geringen Kreiskapazitäten führt die Eingangskapazität unseres Prüfgerätes zu Fehlmessungen. Ist die Kreisspule unabgeschirmt und zugänglich, kann die Ankopplung induktiv erfolgen. An Eingang A wird eine Koppelspule angeschlossen, deren Durchmesser etwa dem der Kreisspule entspricht, die Windungszahl sollte ca. 1/10 der Windungszahl des zu messenden Schwingkreises sein. Hat man die Resonanzstelle gefunden, wird der Abstand der Koppelspule immer mehr vergrößert und der Prüfsender nachgestellt. Diese Meßmethode ist sehr genau und wird von keinem der üblichen „Grid-Dip-Meter" erreicht. Bei abgeschirmten Schwingkreisen ist dieses Verfahren leider nicht möglich. Die Ankopplung muß jetzt kapazitiv erfolgen. Hierzu wird Print B aufgesteckt und der Schwingkreis mit möglichst kurzen Leitungen zunächst über 100 pF angeschlossen. Ist die Resonanzstelle gefunden, wird die Koppelkapazität schrittweise durch Umstekken verkleinert, der Prüfsender wird dabei wieder jeweils nachgestimmt. Kommt es auf sehr große Genauigkeit an, muß zum Schluß direkt am Schwingkreis ein möglichst kleiner Kondensator angelötet werden, über den dann die letzte Messung erfolgt.

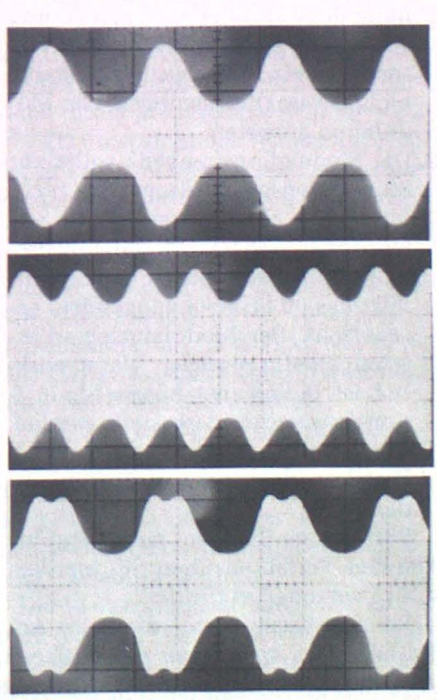


Bild 4. Durch Flankendemodulation lassen sich auch Schmalband-FM-Signale darstellen, hier von einem 27-MHz-CB-Sender

Quarzprüfung

Auch die Parallelresonanz von Quarzen kann gemessen werden. Hierzu wird wieder Print B aufgesteckt und der Quarz über 27 pF angeschlossen. Parallel zum Quarz, der sich zweckmäßig in seiner Fassung befindet, muß die vorgeschriebene Bürdekapazität gelötet werden, da sonst eine zu hohe Frequenz gemessen wird. Der Prüfsender muß ganz langsam durchgedreht werden, da die Resonanzspitze äußerst schmal ist. Oft ist auch dicht neben der Parallelresonanz noch die Serienresonanz des Quarzes als „Dip" nach unten feststellbar.

Bei Quarzen gleicher Frequenz und Bauart, kann ein Vergleich der Höhe des Zeigerausschlages als Maß für die Aktivität des Kristalles dienen.

L-C-Messungen

Induktivitäten und Kapazitäten können nach dem Resonanzverfahren gemessen werden.

Zur Messung von Induktivitäten wird Print C aufgesteckt. Der Prüfling wird parallel geschaltet und die Resonanzfrequenz des so gebildeten Schwingkreises gesucht. Die Induktivität „L" errechnet sich dann nach der Gleichung:

$$L_x = \frac{159^2}{f^2 \cdot C} \text{ [µH, MHz, pF]}$$

Die Eingangskapazität des Prüfgerätes beträgt ca. 10 pF. Dieser Wert sollte zur Kreiskapazität addiert werden, so wird eine größere Genauigkeit erzielt.

Die Messung von Kapazitäten kann leider nicht so einfach erfolgen. Die nur ungenau bestimmbare Eingangskapazität der Schaltung würde bei kleinen Kondensatoren den Meßfehler zu groß machen. Daher wird der Prüfling einem Schwingkreis bekannter Frequenz parallel geschaltet und die Frequenzänderung gemessen. Es gilt nun die Beziehung:

$$C_x = C_1 \left[\left(\frac{f_1}{f_x} \right)^2 - 1 \right] \quad \text{[pF, MHz]}$$

Hierin ist C_1 die ursprüngliche Kreiskapazität (Kondensator auf Print „D"

plus 10 pF Schaltkapazität) mit der Frequenz f_1. Die Frequenz f_x ist die neue Frequenz mit dem zugeschalteten Prüfling.

Bei Prüfsendern mit Digitalanzeige sind so Kapazitäten bis herunter zu 1 pF noch genügend genau zu messen, auch wenn die Eingangskapazität nicht genau bekannt ist.

Zur Messung wird Print D aufgesteckt. Er enthält einen vollständigen Schwingkreis. Der Kondensator ist ein Styroflexkondensator, die Spule ist auf einen Stiefelkörper von 5 mm Durchmesser gewickelt. Die Frequenz des Kreises kann um 10 MHz betragen. Zweckmäßig legt man sie an das obere Ende eines Prüfsenderbereiches, da sich die Frequenz ja beim Messen erniedrigt, so wird eine Bereichsumschaltung meist vermieden.

Wenn der Prüfsender entsprechend niedrige Frequenzen liefern kann, können Kondensatoren bis über 0,1 µF gemessen werden. Allerdings gibt es für höhere Kapazitäten einfachere und bequemere Meßverfahren.

Frequenzmesser

Der direkte Anschluß von Frequenzzählern an Oszillatoren ist in der Regel nur über Pufferstufen möglich, die dann aber immer in der Schaltung verbleiben müssen. Praktisch ohne jede Frequenzverwerfung arbeitet die Frequenzmessung nach dem Überlagerungsverfahren.

Print B wird aufgesteckt, Schalter S1 in Stellung 2, Anschluß eines Kopfhörers an Ausgang L, der Prüfsender (mit Frequenzzähler) liegt an Eingang B. Das Prüfgerät wird in die Nähe des zu messenden Oszillators gestellt. Beim Durchdrehen des Prüfsenders (wieder von oben nach unten) wird ein deutlicher Überlagerungston hörbar, der bei Frequenzgleichheit durch Schwebungsnull geht. Aber Vorsicht! Oberwellen *beider* Oszillatoren können hier ganz schön narren. Man sollte schon ungefähr wissen, auf welcher Grundfrequenz der Oszillator schwingt.

Hat der zu prüfende Oszillator nur eine sehr geringe Strahlung, so wird an Print B eine kleine Koppelspule angeschlossen, die in die Nähe des Prüflings gebracht wird.

Noch empfindlicher wird die Meßschaltung, wenn auf Eingang A Print E mit einem Schwingkreis aufgesteckt wird, der ungefähr auf die Meßfrequenz abgestimmt ist. Zugleich ist jetzt auch ein gewisser Schutz gegen Fehlmessungen durch Oberwellen gegeben. Mit einer lose angekoppelten Antenne können sogar stärkere Kurzwellensender in CW oder SSB aufgenommen werden.

Frequenzumsetzer

Ein Oszilloskop ist ein vorzügliches Hilfsmittel zur Einstellung und Beurteilung der Modulation von AM- und SSB-Sendern. Nur haben meistens die preiswerten Oszilloskope keine ausreichende Bandbreite des Y-Verstärkers, um diese Messungen im oberen KW-Bereich direkt durchführen zu können. Die Sendefrequenz muß daher in einen niedrigeren Bereich umgesetzt werden.

Wird der Schalter S1 unseres Prüfgerätes in Stellung 3 gebracht, arbeitet die Diode zusammen mit dem 80-kHz-Schwingkreis als Mischer. Der zu testende Sender wird an Eingang A eingekoppelt. Dies kann mit Hilfe von Print B oder einem Schwingkreis auf Print E geschehen. Der Prüfsender liegt an Eingang B. Ausgang L wird mit einem Oszilloskop verbunden. Die Frequenz des Prüfsenders wird 80 kHz über oder unter die Sendefrequenz gelegt. Die Differenzfrequenz beider Sender wird vom 80-kHz-Schwingkreis ausgesiebt und im LM 380 verstärkt. Auf dem Oszilloskop erscheint bei richtiger Einstellung des Prüfsenders und bei geeigneter Ablenkfrequenz, ein Schwingungsband, dessen Hüllkurve genau der Modulation des zu prüfenden Senders entspricht. Es ist dabei jedoch zu beachten:

1. Die an der Diode anliegende Spannung des modulierten Senders muß wesentlich geringer als die des Prüfsenders sein, da sonst sehr starke nichtlineare Verzerrungen der Modulation auftreten.
2. Die Modulationsfrequenz sollte zur Modulationsgradbestimmung nicht über 1 kHz gewählt werden. Die Seitenbänder höherer Modulationsfrequenzen werden durch die Selektivität des 80-kHz-Schwingkreises geschwächt. Der Modulationsgrad erscheint dann geringer, als er wirklich ist. Sollen auch höhere Modulationsfrequenzen dargestellt werden, so ist der Schwingkreis durch einen Parallelwiderstand zusätzlich zu dämpfen.

SSB-Sender können nach den bekannten Verfahren überprüft werden, z. B. Zweiton-Test (*Bild 3*).

Im Gegensatz zum direkten Anschluß eines geeigneten Oszilloskops an den Sender kann jetzt auch Schmalbandfrequenzmodulation auf dem Schirm sichtbar gemacht werden. Wird einer der Sender nämlich ein wenig verstimmt, so rutscht die Mischfrequenz auf die Flanke des 80-kHz-Kreises, dort wird sie in Amplitudenmodulation umgewandelt. Eine Beurteilung der Modulationslinearität ist allerdings nur mit Vorbehalt möglich, da in die Kurvenform der Hüllkurve die nichtlineare Flanke des 80-kHz-Kreises mit eingeht (*Bild 4*). Jedoch läßt sich der Frequenzhub recht genau bestimmen.

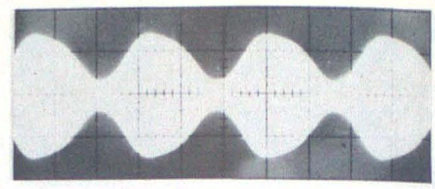


Bild 5a. Ein 27-MHz-Fernsteuersender mit AM-FM-Mischmodulation. Die Hüllkurve ist deutlich unsymmetrisch

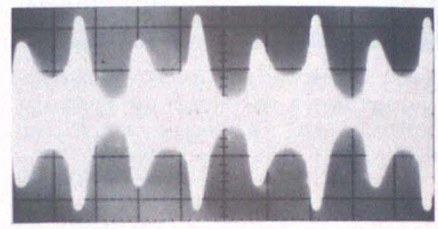


Bild 5b. Ein anderer 27-MHz-Fernsteuersender (FM ±6 kHz, AM ca. 30%)

Frequenzhubbestimmung

Wird ein frequenzmoduliertes Signal genau auf die Kuppe eines Schwingkreises abgestimmt, so erscheint in der Hüllkurve die doppelte Modulationsfrequenz, da nun auf beiden Flanken die Modulationsumwandlung erfolgt.

Bei langsamer Verstimmung von der Kuppe auf eine Flanke verschwindet die Frequenzverdoppelung allmählich. Der Übergang ist deutlich und definiert zu sehen.

Ist z. B. eine Frequenzverschiebung von 5 kHz erforderlich, um die Frequenzverdoppelung in der Hüllkurve zum Verschwinden zu bringen, so beträgt der Frequenzhub ziemlich genau ±5 kHz. Auch größere Frequenzhübe können auf diese Weise, unabhängig von der Bandbreite des 80-kHz-Kreises, bestimmt werden.

Mischmodulation

Eine Mischmodulation aus AM und FM tritt häufig bei einfachen Fernsteuersendern auf. Sie ist im allgemeinen unerwünscht und kann ebenfalls auf dem Schirmbild erkannt werden.

1. AM mit störender FM
   Wenn ein Sender sauber mit AM moduliert ist, ohne zusätzliche Frequenzmodulation, so ändert sich beim Durchstimmen über die Resonanzkurve des 80-kHz-Kreises nur die Amplitude des Schwingungszuges, die Hüllkurve bleibt weitgehend unverändert. Hat das Signal jedoch noch einen FM-Anteil, so ändert sich die Symmetrie der Hüllkurve sehr deutlich beim Übergang von einer Flanke auf die andere (*Bild 5a*).
2. FM mit störender AM
   Wie schon gesagt, erscheint die Hüllkurve eines FM-Signals bei genauer Abstimmung auf der Kuppe des 80-kHz-Kreises, mit der doppelten Modulationsfrequenz. Wird mit einem Sinuston moduliert, so sind die Täler der Hüllkurve alle gleich tief. Bei zusätzlicher Amplitudenmodulation folgt einem tiefen Tal immer ein weniger tiefes. Der Unterschied in der Taltiefe ist ein Maß für den unerwünschten AM-Anteil (Bild 5*b*).

Einige kritische Bemerkungen

Einige kritische Bemerkungen seien zum Schluß noch angefügt. Das Gerät kann nur so gut sein wie der verwendete Prüfgenerator. Wichtig sind exakte Abstimmung und einstellbare Ausgangsspannung. Einfachere Sender können durch Zuschalten eines Frequenzzählers aufgewertet werden. Wer ernsthafter arbeiten will, sei auf den Surplus-Markt hingewiesen. Oft werden dort hochwertige Geräte zu durchaus erschwinglichen Preisen angeboten, die schon das Prädikat „Meßsender" verdienen.

Bei Batteriebetrieb sollte das IC LM 380 durch den Typ LM 386 ersetzt werden, denn dieser arbeitet noch bei 6 V zufriedenstellend. Die andere Pinbelegung ist dabei zu beachten! Das beschriebene Prüfgerät ist vor allem für den Kurzwellenbereich bis ca. 50 MHz gedacht. Trotzdem sind viele Messungen bis über 150 MHz möglich. Jedoch ist dann größte Vorsicht geboten. Koppelspulen und Zuleitungen bilden mit den Schaltkapazitäten jetzt selbst Schwingkreise, und häufig ist durchaus nicht leicht zu entscheiden, was man eigentlich gerade mißt. Das Konzept der Schaltung eignet sich auch für VHF. Soll speziell in diesem Bereich gearbeitet werden, ist auf kürzeste und VHF-mäßige Leitungsführung auf der Platine zu achten, wenn man es nicht vorzieht, wenigstens den Hf-Teil frei zu verdrahten. Alle Kondensatoren nach Masse sollten im Hf-Teil durch induktionsarme Typen von 1 nF ersetzt werden. Für die Steckplatinen muß eine induktions- und kapazitätsärmere Lösung gefunden werden.

Stichworte zum Inhalt

Hf-Indikator, Resonanzmeter, Quarzprüfer, L-C-Meßgerät, Modulationsmonitor, Frequenzmesser, Frequenzumsetzer

Messung der Transistor-Stromverstärkung

Die Stromverstärkung eines Transistors ist definiert als das Verhältnis von Kollektor- zu Basisstrom:

$$B = \frac{I_C}{I_B}$$

Ist in der angegebenen Schaltung (*Bild*) der Querstrom durch das Instrument Null (abgeglichene Brücke) gilt:

$$\left.\begin{aligned} I_C &= \frac{U_2}{R_C} \\ I_B &= \frac{U_2}{R_B} \\ B &= \frac{R_B}{R_C} \end{aligned}\right\} \text{für } I_I = 0,\ \text{d.h. } U_1 = U_2$$

Da der Kollektorwiderstand R_C = R1 konstant bleibt, ergibt sich:

$$B \sim R_B \quad \text{für } R_C = \text{konst.}$$

d. h. die Stromverstärkung des zu messenden Transistors ist dem Basiswiderstand direkt proportional. Mit R_C = R2 = 1 kΩ entspricht der Widerstand von R_B, in kΩ gemessen, direkt der Stromverstärkung. Die Stellung des Potentiometers P1 (mit linearer Kennlinie) läßt sich somit direkt in B-Werten kalibrieren. Zu beachten ist hierbei, daß der Schutzwiderstand R1 = 10 kΩ eine Verschiebung um 10 bewirkt. Mit P1 = 500 kΩ ist es somit eine B-Wertmessung von 10 bis 510 möglich.

Will man die Meßgenauigkeit erhöhen, wählt man P1 = 100 kΩ und erhält damit einen B-Meßbereich von 10 bis 110. Durch Zuschalten von Widerstands-Dekaden läßt sich der Meßbereich beliebig erweitern.

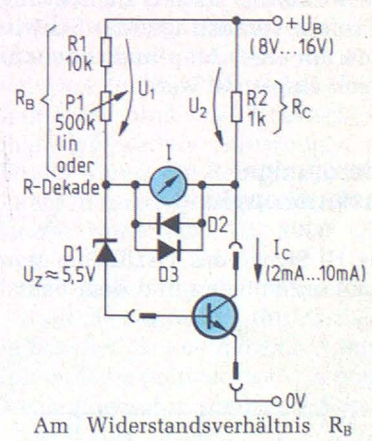
Die Meßgenauigkeit hängt weiterhin stark von dem genauen Abgleich der Brücke (I_I = 0) ab. Vor allem bei großen B-Werten sind der Basisstrom und der Querstrom sehr klein. Deshalb sollte man möglichst ein Instrument −10/0/+10 µA verwenden. Die Dioden D2 und D3 verhindern eine Überlastung des Meßwerkes bei großer Brückenungleichheit, z. B. bei einem defekten Transistor.

Da die Stromverstärkung eines Transistors vom Arbeitspunkt abhängig ist, müssen die Kollektor-Emitterspannung und der Kollektorstrom festgelegt werden.
In der Schaltung ist:

$$U_{CE} = U_Z + U_{BE}$$

d. h. die Kollektor-Emitterspannung ist mit der Zenerdiodenspannung wählbar, und

$$I_C = \frac{U_B - U_{CE}}{R_C}$$



Am Widerstandsverhältnis R_B zu R_C kann die Stromverstärkung des zu prüfenden Transistors direkt abgelesen werden

d. h. der Kollektorstrom kann mit der Betriebsspannung variiert werden.

Für U_Z = konst. und U_B = konst. ergeben sich für Vergleichsmessungen konstante Arbeitspunkte. Bei PNP-Transistoren sind die Betriebsspannung und die Zenerdiode umzupolen!

Wolf Beheim-Schwarzbach

plus 10 pF Schaltkapazität) mit der Frequenz f_1. Die Frequenz f_x ist die neue Frequenz mit dem zugeschalteten Prüfling.

Bei Prüfsendern mit Digitalanzeige sind so Kapazitäten bis herunter zu 1 pF noch genügend genau zu messen, auch wenn die Eingangskapazität nicht genau bekannt ist.

Zur Messung wird Print D aufgesteckt. Er enthält einen vollständigen Schwingkreis. Der Kondensator ist ein Styroflexkondensator, die Spule ist auf einen Stiefelkörper von 5 mm Durchmesser gewickelt. Die Frequenz des Kreises kann um 10 MHz betragen. Zweckmäßig legt man sie an das obere Ende eines Prüfsenderbereiches, da sich die Frequenz ja beim Messen erniedrigt, so wird eine Bereichsumschaltung meist vermieden.

Wenn der Prüfsender entsprechend niedrige Frequenzen liefern kann, können Kondensatoren bis über 0,1 µF gemessen werden. Allerdings gibt es für höhere Kapazitäten einfachere und bequemere Meßverfahren.

Frequenzmesser

Der direkte Anschluß von Frequenzzählern an Oszillatoren ist in der Regel nur über Pufferstufen möglich, die dann aber immer in der Schaltung verbleiben müssen. Praktisch ohne jede Frequenzverwerfung arbeitet die Frequenzmessung nach dem Überlagerungsverfahren.

Print B wird aufgesteckt, Schalter S1 in Stellung 2, Anschluß eines Kopfhörers an Ausgang L, der Prüfsender (mit Frequenzzähler) liegt an Eingang B. Das Prüfgerät wird in die Nähe des zu messenden Oszillators gestellt. Beim Durchdrehen des Prüfsenders (wieder von oben nach unten) wird ein deutlicher Überlagerungston hörbar, der bei Frequenzgleichheit durch Schwebungsnull geht. Aber Vorsicht! Oberwellen *beider* Oszillatoren können hier ganz schön narren. Man sollte schon ungefähr wissen, auf welcher Grundfrequenz der Oszillator schwingt.

Hat der zu prüfende Oszillator nur eine sehr geringe Strahlung, so wird an Print B eine kleine Koppelspule angeschlossen, die in die Nähe des Prüflings gebracht wird.

Noch empfindlicher wird die Meßschaltung, wenn auf Eingang A Print E mit einem Schwingkreis aufgesteckt wird, der ungefähr auf die Meßfrequenz abgestimmt ist. Zugleich ist jetzt auch ein gewisser Schutz gegen Fehlmessungen durch Oberwellen gegeben. Mit einer lose angekoppelten Antenne können sogar stärkere Kurzwellensender in CW oder SSB aufgenommen werden.

Frequenzumsetzer

Ein Oszilloskop ist ein vorzügliches Hilfsmittel zur Einstellung und Beurteilung der Modulation von AM- und SSB-Sendern. Nur haben meistens die preiswerten Oszilloskope keine ausreichende Bandbreite des Y-Verstärkers, um diese Messungen im oberen KW-Bereich direkt durchführen zu können. Die Sendefrequenz muß daher in einen niedrigeren Bereich umgesetzt werden.

Wird der Schalter S1 unseres Prüfgerätes in Stellung 3 gebracht, arbeitet die Diode zusammen mit dem 80-kHz-Schwingkreis als Mischer. Der zu testende Sender wird an Eingang A eingekoppelt. Dies kann mit Hilfe von Print B oder einem Schwingkreis auf Print E geschehen. Der Prüfsender liegt an Eingang B. Ausgang L wird mit einem Oszilloskop verbunden. Die Frequenz des Prüfsenders wird 80 kHz über oder unter die Sendefrequenz gelegt. Die Differenzfrequenz beider Sender wird vom 80-kHz-Schwingkreis ausgesiebt und im LM 380 verstärkt. Auf dem Oszilloskop erscheint bei richtiger Einstellung des Prüfsenders und bei geeigneter Ablenkfrequenz, ein Schwingungsband, dessen Hüllkurve genau der Modulation des zu prüfenden Senders entspricht. Es ist dabei jedoch zu beachten:

1. Die an der Diode anliegende Spannung des modulierten Senders muß wesentlich geringer als die des Prüfsenders sein, da sonst sehr starke nichtlineare Verzerrungen der Modulation auftreten.
2. Die Modulationsfrequenz sollte zur Modulationsgradbestimmung nicht über 1 kHz gewählt werden. Die Seitenbänder höherer Modulationsfrequenzen werden durch die Selektivität des 80-kHz-Schwingkreises geschwächt. Der Modulationsgrad erscheint dann geringer, als er wirklich ist. Sollen auch höhere Modulationsfrequenzen dargestellt werden, so ist der Schwingkreis durch einen Parallelwiderstand zusätzlich zu dämpfen.

SSB-Sender können nach den bekannten Verfahren überprüft werden, z. B. Zweiton-Test (*Bild 3*).

Im Gegensatz zum direkten Anschluß eines geeigneten Oszilloskops an den Sender kann jetzt auch Schmalbandfrequenzmodulation auf dem Schirm sichtbar gemacht werden. Wird einer der Sender nämlich ein wenig verstimmt, so rutscht die Mischfrequenz auf die Flanke des 80-kHz-Kreises, dort wird sie in Amplitudenmodulation umgewandelt. Eine Beurteilung der Modulationslinearität ist allerdings nur mit Vorbehalt möglich, da in die Kurvenform der Hüllkurve die nichtlineare Flanke des 80-kHz-Kreises mit eingeht (*Bild 4*). Jedoch läßt sich der Frequenzhub recht genau bestimmen.

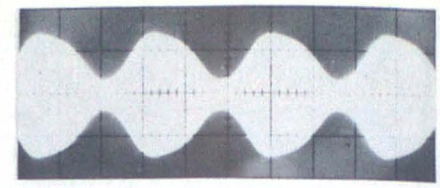


Bild 5a. Ein 27-MHz-Fernsteuersender mit AM-FM-Mischmodulation. Die Hüllkurve ist deutlich unsymmetrisch

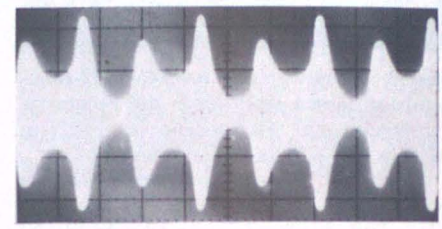


Bild 5b. Ein anderer 27-MHz-Fernsteuersender (FM ±6 kHz, AM ca. 30%)

Frequenzhubbestimmung

Wird ein frequenzmoduliertes Signal genau auf die Kuppe eines Schwingkreises abgestimmt, so erscheint in der Hüllkurve die doppelte Modulationsfrequenz, da nun auf beiden Flanken die Modulationsumwandlung erfolgt.

Bei langsamer Verstimmung von der Kuppe auf eine Flanke verschwindet die Frequenzverdoppelung allmählich. Der Übergang ist deutlich und definiert zu sehen.

Ist z. B. eine Frequenzverschiebung von 5 kHz erforderlich, um die Frequenzverdoppelung in der Hüllkurve zum Verschwinden zu bringen, so beträgt der Frequenzhub ziemlich genau ±5 kHz. Auch größere Frequenzhübe können auf diese Weise, unabhängig von der Bandbreite des 80-kHz-Kreises, bestimmt werden.

Mischmodulation

Eine Mischmodulation aus AM und FM tritt häufig bei einfachen Fernsteuersendern auf. Sie ist im allgemeinen unerwünscht und kann ebenfalls auf dem Schirmbild erkannt werden.

1. AM mit störender FM
   Wenn ein Sender sauber mit AM moduliert ist, ohne zusätzliche Frequenzmodulation, so ändert sich beim Durchstimmen über die Resonanzkurve des 80-kHz-Kreises nur die Amplitude des Schwingungszuges, die Hüllkurve bleibt weitgehend unverändert. Hat das Signal jedoch noch einen FM-Anteil, so ändert sich die Symmetrie der Hüllkurve sehr deutlich beim Übergang von einer Flanke auf die andere (*Bild 5a*).
2. FM mit störender AM
   Wie schon gesagt, erscheint die Hüllkurve eines FM-Signals bei genauer Abstimmung auf der Kuppe des 80-kHz-Kreises, mit der doppelten Modulationsfrequenz. Wird mit einem Sinuston moduliert, so sind die Täler der Hüllkurve alle gleich tief. Bei zusätzlicher Amplitudenmodulation folgt einem tiefen Tal immer ein weniger tiefes. Der Unterschied in der Taltiefe ist ein Maß für den unerwünschten AM-Anteil (Bild 5b).

Einige kritische Bemerkungen

Einige kritische Bemerkungen seien zum Schluß noch angefügt. Das Gerät kann nur so gut sein wie der verwendete Prüfgenerator. Wichtig sind exakte Abstimmung und einstellbare Ausgangsspannung. Einfachere Sender können durch Zuschalten eines Frequenzzählers aufgewertet werden. Wer ernsthafter arbeiten will, sei auf den Surplus-Markt hingewiesen. Oft werden dort hochwertige Geräte zu durchaus erschwinglichen Preisen angeboten, die schon das Prädikat „Meßsender" verdienen.

Bei Batteriebetrieb sollte das IC LM 380 durch den Typ LM 386 ersetzt werden, denn dieser arbeitet noch bei 6 V zufriedenstellend. Die andere Pinbelegung ist dabei zu beachten! Das beschriebene Prüfgerät ist vor allem für den Kurzwellenbereich bis ca. 50 MHz gedacht. Trotzdem sind viele Messungen bis über 150 MHz möglich. Jedoch ist dann größte Vorsicht geboten. Koppelspulen und Zuleitungen bilden mit den Schaltkapazitäten jetzt selbst Schwingkreise, und häufig ist durchaus nicht leicht zu entscheiden, was man eigentlich gerade mißt. Das Konzept der Schaltung eignet sich auch für VHF. Soll speziell in diesem Bereich gearbeitet werden, ist auf kürzeste und VHF-mäßige Leitungsführung auf der Platine zu achten, wenn man es nicht vorzieht, wenigstens den Hf-Teil frei zu verdrahten. Alle Kondensatoren nach Masse sollten im Hf-Teil durch induktionsarme Typen von 1 nF ersetzt werden. Für die Steckplatinen muß eine induktions- und kapazitätsärmere Lösung gefunden werden.

Stichworte zum Inhalt

Hf-Indikator, Resonanzmeter, Quarzprüfer, L-C-Meßgerät, Modulationsmonitor, Frequenzmesser, Frequenzumsetzer

Messung der Transistor-Stromverstärkung

Die Stromverstärkung eines Transistors ist definiert als das Verhältnis von Kollektor- zu Basisstrom:

$$B = \frac{I_C}{I_B}$$

Ist in der angegebenen Schaltung (*Bild*) der Querstrom durch das Instrument Null (abgeglichene Brücke) gilt:

$$\left.\begin{aligned} I_C &= \frac{U_2}{R_C} \\ I_B &= \frac{U_2}{R_B} \\ B &= \frac{R_B}{R_C} \end{aligned}\right\} \text{für } I_I = 0,\ \text{d.h. } U_1 = U_2$$

Da der Kollektorwiderstand R_C = R1 konstant bleibt, ergibt sich:

$$B \sim R_B \quad \text{für } R_C = \text{konst.}$$

d. h. die Stromverstärkung des zu messenden Transistors ist dem Basiswiderstand direkt proportional. Mit R_C = R2 = 1 kΩ entspricht der Widerstand von R_B, in kΩ gemessen, direkt der Stromverstärkung. Die Stellung des Potentiometers P1 (mit linearer Kennlinie) läßt sich somit direkt in B-Werten kalibrieren. Zu beachten ist hierbei, daß der Schutzwiderstand R1 = 10 kΩ eine Verschiebung um 10 bewirkt. Mit P1 = 500 kΩ ist es somit eine B-Wertmessung von 10 bis 510 möglich.

Will man die Meßgenauigkeit erhöhen, wählt man P1 = 100 kΩ und erhält damit einen B-Meßbereich von 10 bis 110. Durch Zuschalten von Widerstands-Dekaden läßt sich der Meßbereich beliebig erweitern.

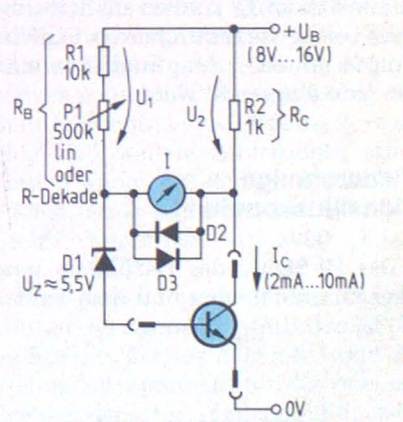
Die Meßgenauigkeit hängt weiterhin stark von dem genauen Abgleich der Brücke (I_I = 0) ab. Vor allem bei großen B-Werten sind der Basisstrom und der Querstrom sehr klein. Deshalb sollte man möglichst ein Instrument −10/0/+10 µA verwenden. Die Dioden D2 und D3 verhindern eine Überlastung des Meßwerkes bei großer Brückenungleichheit, z. B. bei einem defekten Transistor.

Da die Stromverstärkung eines Transistors vom Arbeitspunkt abhängig ist, müssen die Kollektor-Emitterspannung und der Kollektorstrom festgelegt werden.
In der Schaltung ist:

$$U_{CE} = U_Z + U_{BE}$$

d. h. die Kollektor-Emitterspannung ist mit der Zenerdiodenspannung wählbar, und

$$I_C = \frac{U_B - U_{CE}}{R_C}$$



Am Widerstandsverhältnis R_B zu R_C kann die Stromverstärkung des zu prüfenden Transistors direkt abgelesen werden

d. h. der Kollektorstrom kann mit der Betriebsspannung variiert werden.

Für U_Z = konst. und U_B = konst. ergeben sich für Vergleichsmessungen konstante Arbeitspunkte. Bei PNP-Transistoren sind die Betriebsspannung und die Zenerdiode umzupolen!

Wolf Beheim-Schwarzbach

Karl-Wilhelm Dugge

Einfacher Prüfsender

Einer Anregung aus der FUNKSCHAU 1978, Seite 898, folgend wurde ein Prüfsender entwickelt, der mit geringen und handelsüblichen Mitteln aufzubauen ist und zahlreiche nützliche Dienste, z. B. bei dem Abgleich von Empfängern, Aufnahme von Hf-Verstärker-Durchlaßkurven, Breitbandverstärker-Entwicklung usw. leistet. Für all diese Zwecke ist es erforderlich, einen Prüfsender zur Verfügung zu haben, der einen niederohmigen (50-Ω-)Ausgang besitzt.

In der Gesamtschaltung bilden T1 und T2 zusammen mit dem Drehkondensator C1 und den Spulen L1 bis L4 den Oszillator (*Bild 1*). T1 arbeitet in Basisschaltung; die Rückführung erfolgt über C3 und den als Emitterfolger geschalteten Transistor T2. Die Widerstände R1 und R5 dienen zur Einstellung des Gleichstromarbeitspunktes für beide Transistoren. Die 56-Ω-Basisvorwiderstände R2, R4 (und auch R9 und R10) sind zur Unterdrückung der Eigenschwingneigung der Hf-Transistoren erforderlich.

Durch Verändern des Stromes durch den gemeinsamen Emitterwiderstand R6 für T1 und T2 können am Schwingkreis leicht verzerrungsarme Schwingungen mit einer Amplitude von einigen Volt eingestellt werden.

Niederohmige Signalauskopplung

Das Hf-Signal des Oszillators wird über C4 entnommen und dem Feldeffekt-Transistor T3 zugeführt. Dadurch ist eine kapazitätsarme und nahezu rückwirkungsfreie Ankopplung der Endstufe T4 an den Schwingkreis möglich. Zur Einstellung des Arbeitspunktes der beiden Transistoren T3 und T4 dienen die Widerstände R7 und R8 zusammen mit R14 und R12 bzw. R13.

Um eine in bezug auf den Frequenzgang des Endverstärkers unkritische niederohmige Signalauskopplung zu erreichen, liegt der Hf-Ausgang im Kollektorkreis von T4. Über C9 wird das Signal einer Gleichrichterschaltung D1, D2, C10, C11, R15 zugeführt. Die hier entstehende, Hf-amplitudenproportionale Gleichspannung steuert den aus T5 und T6 bestehenden Regelverstärker an: Ohne Hf-Signal wird T6 über R16 durchgesteuert, so daß sich die größtmögliche Betriebsspannung am Oszillator T1, T2 einstellt. Die dadurch entstehende (zu große) Hf-Amplitude steuert über den Gleichrichter D1, D2 den Transistor T5 an. Dieser übernimmt einen Teil des von R16 als Basisstrom für T6 gelieferten Stromes, wodurch die Oszillator-Betriebsspannung und damit die Hf-Amplitude sinkt. Ein Gleichgewichtszustand dieser Regelschleife stellt sich ein bei einer Hf-Amplitude von ca. 800 mV_{ss} am Kollektor von T4.

Damit liegt am Hf-Spannungsteiler P (hier im Schaltbild symbolisch durch ein einfaches Potentiometer angedeutet) im Leerlauf ein Viertel dieser Spannung, d. h. ca. 200 mV_{ss}. Bei dem im höchsten Frequenzbereich (50...160 MHz) auf jeden Fall erforderlichen sauberen 50-Ω-Abschluß des 50-Ω-Ausgangskabels steht dann eine Hf-Spannung von ca. 100 mV_{ss} am Kabelende zur Verfügung, die durch den Ausgangsteiler P (50 Ω, Fa. Preh) auf den gewünschten Wert reduziert werden kann.

Wer keine einstellbare Ausgangsamplitude braucht oder aus anderen Gründen auf den nicht gerade billigen Hf-Spannungsteiler verzichten will, kann anstelle von P auch einen 50-Ω-Festwiderstand R17 einsetzen. Auch dann kann man noch eine in gewissen Grenzen wählbare Ausgangsspannung erhalten. Dazu legt man C9 für den Gleichrichter statt an den Kollektor an den Emitter von T4. Man hat dann allerdings unter Umständen einen geringfügigen Amplituden-Rückgang bei den höchsten Frequenzen hinzunehmen. Den Arbeitswiderstand für T4 bilden dann R17, R11 und R12. Eine Erhöhung der Ausgangsspannung kann man also erreichen, indem man R11 durch eine Drahtbrücke auf der Leiterplatte ersetzt. Die Schaltung ist so ausgelegt, daß auch dann (bei versehentlichen Kurzschlüssen) am Ausgang T4 nicht überlastet wird. Die Arbeitspunktunterschiede, die sich

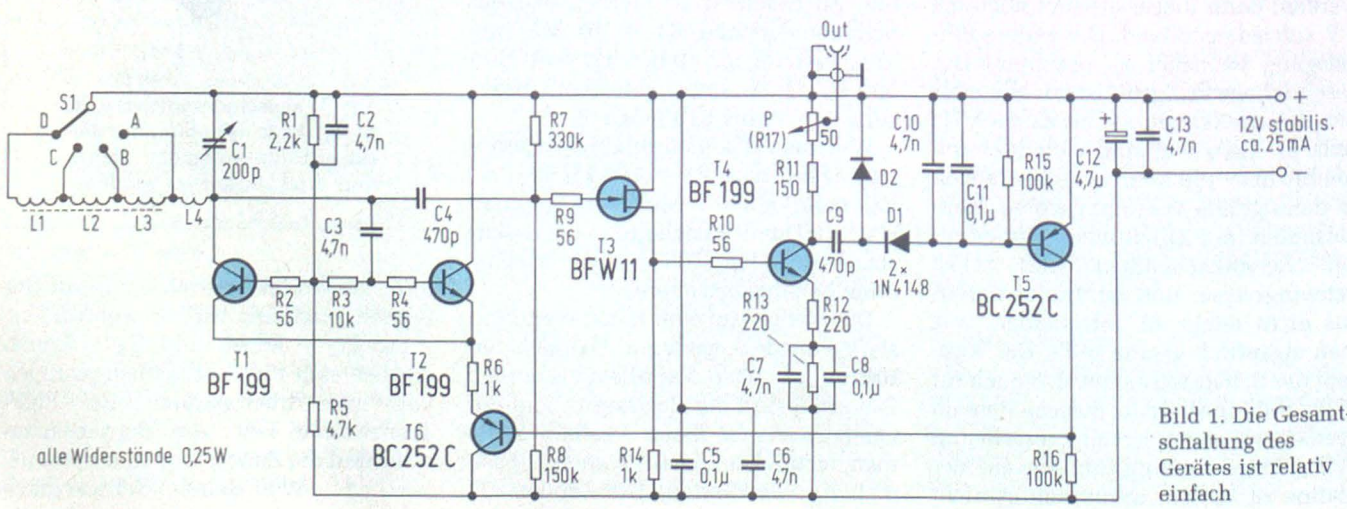


Bild 1. Die Gesamtschaltung des Gerätes ist relativ einfach

durch die großen Exemplarstreuungen von T3 ergeben können, sind dabei berücksichtigt. Wünscht man eine kleinere Ausgangsamplitude, so beläßt man R11 in der Schaltung und läßt die Kondensatoren C7 und C8 weg. Eine weitere Verringerung ergibt sich durch beliebiges Verkleinern von R17. Dann stimmt aber die Anpassung an das 50-Ω-Ausgangskabel nicht mehr. Diese Maßnahme dürfte daher für Frequenzen oberhalb 50 MHz kaum in Betracht kommen.

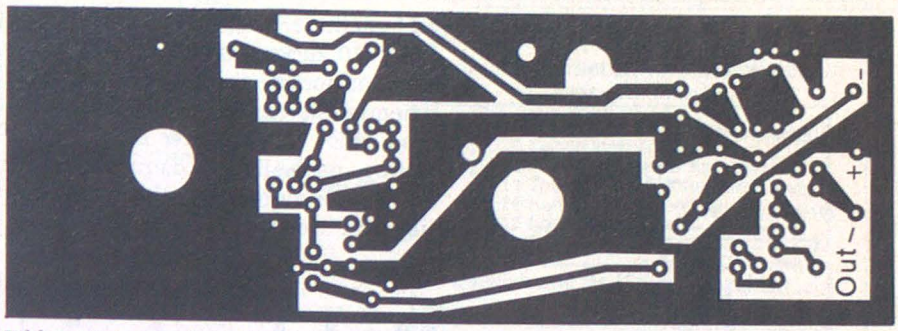


Bild 2. Die Leiterplatte des Meßsenders im Maßstab 1 : 1

Aufbau mit Sorgfalt

Die gesamte Schaltung kann auf einer Leiterplatte nach *Bild 2* untergebracht werden. Die Hauptabmessungen ergeben sich aus *Bild 3*. Die Bohrung 8 mm ∅ dient zur Aufnahme des Drehkondensators, die Bohrung 7,5 mm ∅ dem Stiefelkörper für die Spulen L1 bis L3. In die Bohrung 10 mm ∅ wird der Bereichschalter S1 eingesetzt, mit dem mit einer zweiten Mutter die Leiterplatte auch an der Frontplatte befestigt wird. Den Bestückungsplan der Leiterplatte zeigt *Bild 4*. Die Daten der Spulen L1...L4 sind in *Bild 5* angegeben. Mit diesen Spulendaten ergibt sich ein Gesamtfrequenzumfang von 2...160 MHz, der in vier sich überlappende Einzelbereiche aufgeteilt ist.

Kritisch ist der Aufbau der „Spule" L4, die aus der Leiterschleife vom Drehkondensator zum Bereichschalter gebildet wird. Um den Abstand dieser Leiter zueinander zu fixieren, dienen drei Stückchen Hartpapier mit 1,5-mm-∅-Bohrungen in 10 mm, bzw. 2,5 mm Abstand, die mit einem Tropfen Schnellkleber auf den Leitern befestigt sind.

Das so aufgebaute Gerät kann in einem Gehäuse mit den Außenabmessungen 45 × 120 × 75 mm³ untergebracht werden, wenn man den Hf-Spannungsteiler und die BNC-Ausgangsbuchse auf der Rückseite anbringt. Wie das Aufbaubeispiel *Bild 6* zeigt, ist selbst dann noch ausreichend Platz für ein Netzgerät vorhanden (Netztrafo 220 V : 15 V/1 VA, Brükkengleichrichter, Siebelko, Spannungsregler 7812). In dem Mustergerät wird die Gleichspannung über eine Klinkenstecker-Buchse (+ an Masse!) zugeführt. Das hat sich in der Praxis bei diesem und ähnlichen Geräten sehr bewährt: Eine einstellbare Gleichspannungsquelle dürfte ohnehin bei jedem Nachbau-Interessierten vorhanden sein. Ein einmal angefertigtes Anschlußkabel von Klinken- auf Bananenstecker dient dann zur Versorgung dieser Kleingeräte, ohne daß an jedem Gerät die (beim Wegstellen) lästige Netz- oder sonstige Versorgungsstrippe rumhängt. Aufgrund seiner kleinen Abmessungen kann der Meßsender aber auch mit Zähler und Vorteiler (z. B. aus der Funkschau-Mini-Serie) zur Frequenzanzeige in einem Gehäuse zusammengebaut werden. Der Vorteiler-Eingang liegt über den Umschalter direkt an Kollektor T4 und nicht an der Meßsender-Ausgangsbuchse. Man erhält dann auch bei kleinsten Ausgangsspannungen noch eine Frequenzanzeige.

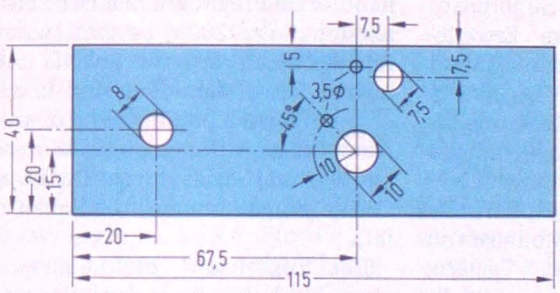


Bild 3. Hauptabmessungen der Leiterplatte von der Leiterbahnseite her gesehen

Änderungs- und Erweiterungsmöglichkeiten

Auf die Möglichkeit, auf den Hf-Spannungsteiler zu verzichten, wenn nur ein Festspannungs-Ausgang erforderlich ist, wurde schon bei der Schaltungsbeschreibung hingewiesen. Der Anschluß von C9 an den Emitter von T4 (statt an den Kollektor) kann, falls erforderlich, einfach dadurch bewerkstelligt werden, daß dann das eine Kondensatorbein von C9 mit R12 gemeinsam in die Platinenbohrung am Emitteranschluß von T4 gesteckt wird, ohne daß weitere Änderungen erforderlich wären. Ein Bausatz wie in Bild 6 kann bezogen werden von Utz Kohl GmbH, Nordstraße 10, 2900 Oldenburg.

Eine Anpassung der Frequenzbereiche auf die eigenen Bedürfnisse ist ohne Schwierigkeiten möglich, wenn die Spulendaten geändert werden oder ein Drehkondensator anderer Kapazität

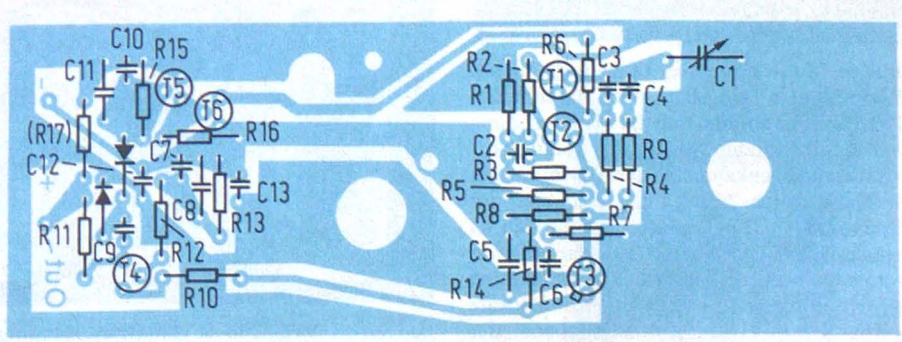


Bild 4. Bestückungsplan. Die Ziffern an den Bauelementen entsprechen den Bezeichnungen im Schaltbild

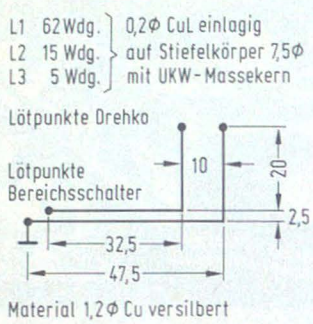


Bild 5. Wickeldaten der Spulen L1 bis L3 und Maße der Induktivität L4

verwendet wird. Bei einer Erweiterung nach hohen Frequenzen hin empfiehlt es sich, den Schwingkreis möglichst verlustfrei aufzubauen (Keramik-Luft-Drehko, verlustarme Spulen). Außerdem sollten für D1 und D2 dann spezielle, für den gewünschten Frequenzbereich geeignete Hf-Dioden verwendet werden. Man erhält sonst eine mit der Frequenz ansteigende Ausgangsspannung, weil durch den Frequenzgang der Dioden auch die Amplituden-Stabilisierung unwirksam wird.

Wer sich die – besonders am hochfrequenten Bereichsende je nach Plattenschnitt des verwendeten Drehkos – unter Umständen recht diffizile Einstellung einer bestimmten Frequenz erleichtern möchte, kann entweder einen kleinen Drehko (ca. 30 pF) parallel zu C1 legen und für die Feineinstellung von außen zugänglich zu machen, oder einen Drehkondensator mit eingebauter (spielfreier!) Übersetzung 1 : 3 oder gar 1 : 10 zu verwenden. Solche Drehkondensatoren sind häufig überraschend preiswert zu erhalten. Die Bohrung „8 ∅" muß in ihrer Lage auf der Platine nach Bild 3 dann natürlich dem verwendeten Drehkondensator angepaßt werden. – Auch ein Bedienungsknopf mit eingebauter Übersetzung („Feintrieb") bringt schon erhebliche Erleichterung.

Stichworte zum Inhalt
Oszillator, Gleichstromarbeitspunkt, Signalauskopplung, Amplituden-Stabilisierung

Modulares Experimentier-Board

Für den lötfreien Aufbau von Versuchsschaltungen aller Art eignet sich das neue System Superboard 2000 von Technik + Information, 8011 Pliening. Es basiert auf den bekannten Experimentierstreifen, die im Rastermaß 2,54 mm × 2,54 mm aufgebaut sind. Damit sind Verbindungen mit normalem Schaltdraht ohne weiteres Werkzeug möglich.

Bei der Entwicklung des Superboard 2000 stand die modulare Erweiterungsfähigkeit im Vordergrund. Damit ist der Anwender in der Lage, sein Experimentierfeld nach seinem individuellen Bedarf zu erweitern – vom einfachen Board bis zum kompletten Elektroniklabor (*Bild*). Die Grundplatte bietet außerdem Platz für die Montage von Potentiometern, Schaltern, Tastern, Meßgeräten und eines Solargenerators. Alle für diese Ausbaustufe benötigten Bauteile werden einfach selbst montiert. Verwendet werden können alle handelsüblichen Teile, man ist an kein systemabhängiges Zubehör gebunden.

In der Grundausführung besteht das Set aus der Trägerplatte, einem Experimentierstreifen mit 550 Kontakten, fünf farbigen Polklemmen, einer 9-V-Batterie und fünf LEDs, die bereits mit Vorwiderständen beschaltet sind. Alle Erweiterungssets bestehen aus Standardbauelementen, die jeder Fachhändler im Programm hat. Der Solargenerator (Solar 2005) besteht aus zwei Einzelgeneratoren mit jeweils 3,3 V, 50 mA. Die Solarzellen sind bruchsicher auf einer Epoxidplatine montiert. Auch bei den Ergänzungssets werden alle Verbindungen durch Stecker und Drähte vorgenommen, das Löten entfällt.

Das Superboard 2000 eignet sich auch durch den Preis dank der modularen Erweiterungsmöglichkeit für Hobby, Schule, Ausbildung und das Elektronik-Labor. Scho.

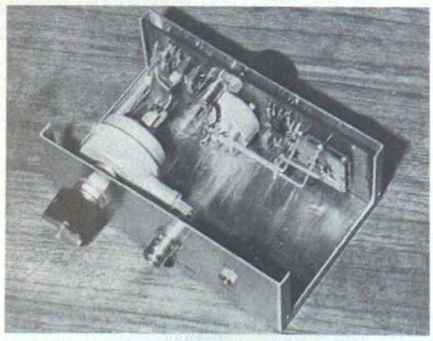
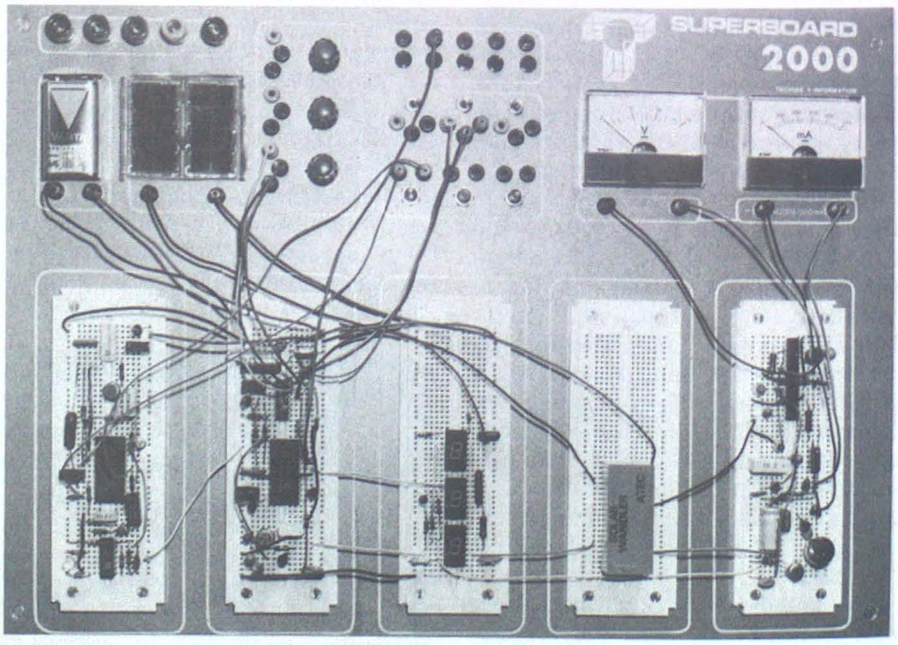


Bild 6. So werden die Einzelteile in ein Kleingehäuse eingebaut. In Einzelfällen kann es vorkommen, daß die Eigenresonanz der nichtbenutzten Spulen (Spuleninduktivität und Eigenkapazität der Spule) in den Betriebsbereich fällt, z. B. Resonanz der Spulen L1 + L2 + L3, wenn der Bereich L4 eingeschaltet ist. Wenn diese, nur auf eine diskrete Frequenz beschränkte Erscheinung auftritt und stört, muß mit einer (im Bausatz enthaltenen) zweiten Schalterebene der nichtbenutzte Spulenteil jeweils abgeschaltet werden



Das Superboard 2000 ist vom Grundset mit nur einem Experimentierstreifen bis zu der hier gezeigten Ausbaustufe erweiterbar. Stecker, Buchsen, Schalter und Einbaumeßgeräte können durch handelsübliche Bauteile ergänzt werden (Foto: Scho.)